

Nuclear Electronics

Vol. II



International Atomic Energy Agency

Nuclear Electronics

IAEA

1963

12-50

Aus dem Bestand der Kfz- und Betriebs-Gesellschaft m. b. H.
Bau- und Betriebs-Gesellschaft m. b. H.

KERNREAKTOR

Zentralbibliothek

Buch Nr. 12

13. Juli 1962

ausgegeben Dr. Ing. & M. H.

PROCEEDINGS SERIES

NUCLEAR ELECTRONICS II

PROCEEDINGS OF THE CONFERENCE ON
NUCLEAR ELECTRONICS
SPONSORED BY
THE INTERNATIONAL ATOMIC ENERGY AGENCY
AND HELD AT BELGRADE, 15-20 MAY 1961

In three volumes

KERNREAKTOR
Aus dem Bestands-Gesellschaft m.b.H.
der Kfz- und Bau- und Zentralbücherei
Buch Nr. 8164

INTERNATIONAL ATOMIC ENERGY AGENCY
VIENNA 1962

NUCLEAR ELECTRONICS

VOL. II

The following States are Members of the International Atomic Energy Agency:

AFGHANISTAN	ISRAEL
ALBANIA	ITALY
ARGENTINA	JAPAN
AUSTRALIA	REPUBLIC OF KOREA
AUSTRIA	LEBANON
BELGIUM	LUXEMBOURG
BRAZIL	MALI
BULGARIA	MEXICO
BURMA	MONACO
BYELORUSSIAN SOVIET SOCIALIST REPUBLIC	MOROCCO
CAMBODIA	NETHERLANDS
CANADA	NEW ZEALAND
CEYLON	NICARAGUA
CHILE	NORWAY
CHINA	PAKISTAN
COLOMBIA	PARAGUAY
CONGO (LEOPOLDVILLE)	PERU
CUBA	PHILIPPINES
CZECHOSLOVAK SOCIALIST REPUBLIC	POLAND
DENMARK	PORTUGAL
DOMINICAN REPUBLIC	ROMANIA
ECUADOR	SENEGAL
EL SALVADOR	SOUTH AFRICA
ETHIOPIA	SPAIN
FINLAND	SUDAN
FRANCE	SWEDEN
FEDERAL REPUBLIC OF GERMANY	SWITZERLAND
GHANA	THAILAND
GREECE	TUNISIA
GUATEMALA	TURKEY
HAITI	UKRAINIAN SOVIET SOCIALIST REPUBLIC
HOLY SEE	UNION OF SOVIET SOCIALIST REPUBLICS
HONDURAS	UNITED ARAB REPUBLIC
HUNGARY	UNITED KINGDOM OF GREAT BRITAIN AND NORTHERN IRELAND
ICELAND	UNITED STATES OF AMERICA
INDIA	VENEZUELA
INDONESIA	VIET-NAM
IRAN	YUGOSLAVIA
IRAQ	

The Agency's Statute was approved on 26 October 1956 at an international conference held at United Nations headquarters, New York, and the Agency came into being when the Statute entered into force on 29 July 1957. The first session of the General Conference was held in Vienna, Austria, the permanent seat of the Agency, in October 1957.

The main objective of the Agency is "to accelerate and enlarge the contribution of atomic energy to peace, health and prosperity throughout the world".

Printed in Austria by Brüder Rosenbaum, Vienna
April 1962

PROCEEDINGS SERIES

NUCLEAR ELECTRONICS II

PROCEEDINGS OF THE CONFERENCE ON
NUCLEAR ELECTRONICS
SPONSORED BY
THE INTERNATIONAL ATOMIC ENERGY AGENCY
AND HELD AT BELGRADE, 15-20 MAY 1961

In three volumes

KERNREAKTOR
Aus dem Verlags-Gesellschaft m. b. H.
der Kfz-Größten-Verlag
Bau- und Holz-Verlag
Buch Nr. 81664

INTERNATIONAL ATOMIC ENERGY AGENCY
VIENNA 1962

A81-91666

NUCLEAR ELECTRONICS, IAEA, VIENNA 1962
STI/PUB/42

FOREWORD

Nuclear instruments are used in almost every phase of atomic energy work, from assessing health hazards and prospecting for nuclear materials to plant control and nuclear physics experiments. The demands on nucleonic instrumentation are growing steadily. High-energy particle physics need such instruments for measuring extremely short times; in various research experiments most advanced electronic systems are required; and routine applications of radioisotopes call for more reliable instruments for automated counting facilities.

In order to give designers and users of nuclear instrumentation an opportunity to discuss the research results and to exchange information on recent developments and new designs, the International Atomic Energy Agency, in co-operation with the Federal Nuclear Energy Commission of Yugoslavia, organized a Conference on Nuclear Electronics which was held in Belgrade from 15—20 May 1961. It was attended by more than 300 scientists from nearly 30 countries and five international organizations. Over 150 papers were read and discussed. As the field of nuclear electronics has expanded considerably, it was impossible to discuss all aspects of nuclear electronics in one series of meetings. Included in the main topics were radiation detectors, electronic circuitry in conventional and fast-pulse techniques and advanced electronic systems used in nuclear research.

The Proceedings presented in these volumes contain the full records of the Conference, including discussions. The present state of technique, together with current trends and developments, are outlined. Of particular value should be the world-wide survey on progress recently made in such fields as those connected with semiconductor detectors, spark counters, luminescence chambers and fast electronic facilities for nuclear physics research. Together with the Proceedings of the Symposium on the same subject held in Paris and also published by the International Atomic Energy Agency, these volumes offer reference materials very useful to scientists and engineers directly engaged in the development and design of nuclear electronic instruments, as well as to all those who use these instruments in their research and routine work—in developed as well as developing countries.



Scientific Secretary
Conference on Nuclear Electronics

April 1962

EDITORIAL NOTE

The papers and discussions incorporated in proceedings published by the International Atomic Energy Agency are checked for scientific accuracy by the Agency's experts in the subjects concerned and edited by the Agency's editorial staff to the extent considered necessary for the reader's assistance. The views expressed and the general style adopted remain, however, the responsibility of the named authors or participants.

The units and symbols employed are to the fullest practicable extent those standardized or recommended by the competent international scientific bodies. In the present proceedings, however, the non-standard system of symbols in common use in electronics (e.g. $K = k\Omega$) has been accepted in many Figures (to save redrawing costs) but corrected in the text.

The affiliations of authors are those given at the time of nomination.

The names of States mentioned in connection with authors' or participants' names in the titles of papers, the discussions and the lists of participants are those of the Member States which nominated the participants. They do not necessarily reflect the nationality of the participants or the countries of their affiliations. In some cases, participants are nominated by international organizations, the names of which appear in place of those of Member States.

The use in these and other circumstances of particular designations of countries or territories does not imply any judgement by the Agency as to the legal status of such countries or territories, of their authorities and institutions or of the delimitation of their boundaries.

CONTENTS OF VOLUME II

V. AMPLITUDE CONVERTERS, MULTICHANNEL ANALYSERS AND DATA HANDLING (Session 5)

Transistorized analogue-to-digital converter for pulse-height analysis	3
<i>A. F. Arbel (Israel)</i>	
Methods of reducing errors in amplitude-to-digital converters	11
<i>K. Kandiah (United Kingdom)</i>	
Charge-storage techniques for pulse-height analysis	29
<i>L. Costrell and R. E. Brueckmann (United States of America)</i>	
Многоканальная запись спектра импульсов на экране электронно-лучевой трубки у анализатор с ферритовой памятью	41
<i>Штурад Румлер (СССР)</i>	
A transistorized 1024-channel neutron time-of-flight analyser	49
<i>G. Gianelli (European Atomic Energy Community)</i>	
Address scaler and temporary memory for a transistorized time-of-flight analyser	55
<i>I. De Lotto (European Atomic Energy Community)</i>	
Многомерные системы регистрации на магнитной ленте с разравниванием статистики	61
<i>Г. П. Жуков, Г. И. Забиякин, В. Д. Шубаев, И. В. Штраних (СССР)</i>	
Analyseur bidimensionnel type 2X3	73
<i>Y. Amram (France)</i>	
Horloge à 20 MHz à transistors	81
<i>B. Ollivier, R. Poussot et J. Thénard (France)</i>	
Comparateur de nombres binaires	85
<i>Y. Amram, H. Guillon et J. Thénard (France)</i>	
Mémoire arithmétique intermédiaire	91
<i>Y. Amram, H. Guillon et D. Tandardini (France)</i>	
Codage en temps par échelle binaire	101
<i>J. Thénard (France)</i>	
LODESTAR: A new counter data-handling facility	111
<i>A. Roberts and C. Rockwood (United States of America)</i>	
Устройства для обработки данных многоканальных анализаторов	121
<i>Л. А. Маталина, С. И. Чубарова, А. С. Тишечкина (СССР)</i>	
Instrumentation of multi-channel counter experiments	127
<i>F. A. Kirsten and D. A. Mack (United States of America)</i>	
Hodoscope performance and design	143
<i>A. Boyarski and D. Ritson (United States of America)</i>	
Commutateur électronique automatique	147
<i>H. Guillon (France)</i>	
Sélecteurs multidimensionnels à mémoire magnétique	155
<i>J. M. Tissier (France)</i>	
16-channel analyser with high time-resolution for multiple coincidence experiments	167
<i>B. Brandt and U. Cappeller (Federal Republic of Germany)</i>	

A 900-channel coincidence pulse-amplitude analyser	173
<i>T. K. Alexander and L. B. Robinson (Canada)</i>	
Problèmes posés par les analyseurs en impulsions — analyseurs multidimensionnels fonctionnels	185
<i>A. Pagès (France)</i>	
An automatic data-taking system	197
<i>R. H. Deinert and L. A. Ch. Koerts (Netherlands)</i>	
1024-канальный временной анализатор на магнитном барабане	205
<i>И. А. Радкевич, В. В. Соколовский, В. В. Владимирский, Н. С. Резвяков и Г. В. Руколайне (СССР)</i>	
Многоканальные временные анализаторы с памятью на потенциоскопах	215
<i>К. Г. Игнатъев, И. В. Кирпичников и С. И. Сухоручкин (СССР)</i>	
Система измерений и регистраций на 256 каналов	221
<i>И. С. Крашенинников, С. С. Курочкин, И. П. Пасечникова, О. А. Сафонов и А. С. Тучина (СССР)</i>	

VI. CLASSICAL ELECTRONICS (Session 6)

A highly stable pulse-height discriminator	239
<i>K. Kandiah (United Kingdom)</i>	
A general-purpose pulse amplifier	253
<i>K. B. Hansen (Denmark)</i>	
Устройство для измерения линейности и долговременной устойчивости усиления импульсных усилителей	261
<i>Я. Вух (Чехословацкая Социалистическая Республика)</i>	
A new linear method of discrimination between elementary particles in scintillation counters	265
<i>E. Gatti and F. de Martini (Italy)</i>	
Electronic methods for discriminating scintillation shapes	277
<i>M. Forte, A. Konsta and C. Maranzana (European Atomic Energy Community)</i>	
Nouveau dispositif de discrimination de formes — application à l'étude de la diffusion élastique neutron-proton à 14,6 MeV	287
<i>J. P. Crettez, F. Cambou et G. Ambrosino (France)</i>	
Сцинтилляционный счетчик нейтронов, малочувствительный к γ -лучам	297
<i>В. Г. Бровченко и Г. В. Горлов (СССР)</i>	
Pulse-form discrimination in organic scintillation crystals	305
<i>L. J. de Vries and F. Udo (Netherlands)</i>	
The use of pulse transformers with radiation detectors	317
<i>F. C. Loveless and J. Grossart (United Kingdom)</i>	
Circuit sélecteur transistorisé à un canal	329
<i>H. Andrieux, J. Guitton et L. Hugolin (France)</i>	
The linear circuit to measure the amplitude ratio of two pulses	337
<i>R. Bayer (Poland)</i>	
Méthodes originales de correction continue des pertes de comptage dues aux temps de paralysie des détecteurs et de leur électronique associée	345
<i>J. J. Point et A. Blave (France)</i>	

The determination of random event-rate based on counter live-time measurement	361
<i>V. Radeka (Yugoslavia)</i>	
Пересчетная схема импульсов с использованием новой системы многих равновесных состояний	369
<i>Е. Джаков, А. Марков, К. Сакалян и Б. Шебештен (СССР)</i>	
Триггерное питание пары счетчиков Гейгера-Мюллера	379
<i>Л. Митрани и Б. Бетев (Народная Республика Болгария)</i>	
High-voltage-powered transistorized preamplifier	385
<i>W. E. Wilson, Jr. and A. W. Wakefield (United States of America)</i>	
Transistor precision pulse-shaper with short recovery time	395
<i>I. De Lotto (European Atomic Energy Community)</i>	
Discriminateur d'amplitude transistorisé 10 mégahertz	399
<i>J. L. Lecomte et R. Allemand (France)</i>	
Pulse-amplitude multipliers using logarithmic amplitude-to-time conversion	405
<i>M. Konrad (Yugoslavia)</i>	
A particle identification system	413
<i>F. Udo, R. F. Rumphorst and L. A. Ch. Koerts (Netherlands)</i>	
Radiation-pulse transmission via a long cable without a preamplifier and/or a pulse transformer	421
<i>H. Miwa and T. Tohyama (Japan)</i>	
Transistor-driven decade counter tubes	429
<i>M. Birk, H. Brafman, G. Inbar, M. Korman, M. Sidi and J. Sokolowski (Israel)</i>	
New counting circuits with EIT tubes	437
<i>V. Radeka (Yugoslavia)</i>	
New simple logarithmic counting-rate meter	445
<i>V. N. Kostić and B. J. Kovač (Yugoslavia)</i>	
Memorizing circuit for long pulses	451
<i>M. Coli and G. Horn (Italy)</i>	

V.

**AMPLITUDE CONVERTERS,
MULTICHANNEL ANALYSERS AND DATA
HANDLING**

(SESSION 5)

TRANSISTORIZED ANALOGUE-TO-DIGITAL CONVERTER FOR PULSE-HEIGHT ANALYSIS

A. F. ARBEL*

MINISTRY OF DEFENCE, TEL AVIV

ISRAEL

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

Transistorized analogue-to-digital converter for pulse-height analysis. An analogue-to-digital converter has been built employing a Miller run-down for the linear conversion of a pulse amplitude into time. The input is required in the form of current pulses from a suitable amplifier and delivered through a series gate to the low-impedance input of the converter. The converter proper consists of a current amplifier for charging the storage capacitor of a Miller time-base, with both the amplifier and the Miller time-base forming an integral part of the converter circuit.

Voltage feedback from the output stabilizes the amplitude to which the capacitor is charged by incoming pulses. As each pulse passes its peak, the overall feedback loop opens because the storage capacitor is charged through a diode, the latter being cut off during the "run down" part of the cycle. However, the Miller part of the converter remains active and causes the storage capacitor to discharge linearly. With the completion of the run-down the overall feedback loop closes again, returning the Miller capacitor to exactly the same quiescent voltage from which its charge had started previously. Thus, the influence of slow DC drifts within the overall feedback loop on the conversion factor is practically eliminated.

A crystal oscillator assures the stability of the timing-clock pulses. Phasing problems are eliminated by delaying the start of the discharge until the arrival of a clock pulse.

A description of the circuit and performance data is given in the paper.

Convertisseur analogique/numérique à transistors pour l'analyse des amplitudes d'impulsions.

On a fabriqué un convertisseur analogique/numérique utilisant une décharge de Miller pour la conversion linéaire amplitude-temps. A l'entrée, on doit avoir des impulsions de courant émises par un amplificateur approprié et transmises par une porte montée en série au circuit à faible impédance d'entrée du convertisseur. Le convertisseur proprement dit se compose d'un amplificateur de courant destiné à charger le condensateur de stockage et d'une base de temps Miller, l'amplificateur et la base de temps Miller faisant partie intégrante du circuit du convertisseur.

Le voltage de réaction à la sortie stabilise l'amplitude à laquelle le condensateur est chargé par les impulsions d'entrée. A chaque maximum d'une impulsion, la boucle de réaction totale s'ouvre du fait que le condensateur de stockage est chargé à travers une diode, qui est mise hors-circuit pendant la partie du cycle constituée par la décharge. Cependant, les éléments Miller du convertisseur continuent de fonctionner et provoquent la décharge linéaire du condensateur. Une fois la décharge achevée, la boucle de réaction totale se referme et rétablit dans le condensateur Miller exactement le même voltage de repos à partir duquel sa charge avait commencé. Ainsi, on élimine virtuellement l'influence des lentes variations de courant continu, à l'intérieur de la boucle de réaction totale, sur le facteur de conversion.

Un oscillateur à cristal assure la stabilité des impulsions de l'horloge. On élimine les problèmes de phase en différant le début de la décharge jusqu'au moment de l'arrivée d'une impulsion de l'horloge.

Le mémoire décrit le circuit et contient des données sur son fonctionnement.

Работающее на транзисторах моделирующее устройство непрерывного действия к цифровому преобразователю для анализа амплитуды импульсов. Было сконструировано моделирующее устройство непрерывного действия к цифровому преобразователю с

* At present with the Israeli Atomic Energy Commission.

применением затухающего цикла развертки по Миллеру для линейного преобразования амплитуды импульсов во времени. Подводимый сигнал требуется в виде импульсов тока, поступающих из соответствующего усилителя и подаваемых через серию вентилях в преобразователь с малым входным комплексным сопротивлением. Сам преобразователь состоит из усилителя тока для зарядки накопительного конденсатора (storage capacitor) с временной разверткой по Миллеру, причем как усилитель, так и временная развертка по Миллеру являются неотъемлемой частью схемы преобразователя.

Выходящее напряжение обратной связи стабилизирует амплитуду, до которой поступающие импульсы заряжают конденсатор. В тот момент, когда каждый импульс достигает своего пика, общая цепь обратной связи открывается, так как накопительный конденсатор заряжается посредством диода, который отключается на время „затухающей части развертки“ цикла. Однако часть развертки преобразователя по Миллеру остается активной и заставляет накопительный конденсатор линейно разряжаться. С завершением затухающей развертки цикла общая цепь обратной связи снова закрывается и возвращает преобразователь Миллера точно к тому же напряжению покоя, с которого его заряд начинался в предшествующий раз. Таким образом практически исключается влияние медленных смещений прямого тока в общей цепи обратной связи на коэффициент преобразования.

Кристаллический осциллятор обеспечивает устойчивость тактовых импульсов. Проблемы фазировки исключаются путем задержки разрядки до поступления тактового импульса.

В докладе дается описание схемы и приводятся полученные данные.

Convertidor analógico-digital transistorizado para el análisis de amplitudes de impulsos. Se ha construido un convertidor analógico-digital que emplea un circuito de Miller para convertir linealmente en tiempos las amplitudes de los impulsos. Los impulsos de entrada han de ser impulsos de corriente procedentes de un amplificador adecuado y entregados a través de un circuito «puerta» a la entrada de baja impedancia del convertidor. El convertidor propiamente dicho consiste en un amplificador de corriente para cargar el condensador de almacenaje de una base de tiempo de Miller. Tanto ésta como el amplificador forman parte integrante del circuito convertidor.

Una realimentación de tensión desde la salida estabiliza la amplitud a la que es cargado el condensador por los impulsos de entrada. Cuando un impulso alcanza su máximo, se abre el circuito de realimentación, ya que el condensador de almacenaje se carga a través de un diodo que queda desconectado durante el resto del ciclo. No obstante, la parte Miller del convertidor sigue en actividad y hace que el condensador se descargue linealmente. Una vez terminado el proceso, se cierra de nuevo el circuito de realimentación, descargándose el condensador de Miller hasta una tensión de reposo exactamente igual a la que tenía al iniciarse la carga en el ciclo anterior. De esta manera, las derivas lentas de tensiones continuas que se producen en el circuito de realimentación no influyen prácticamente en el factor de conversión.

La estabilidad de los impulsos de sincronización queda asegurada por un oscilador de cristal. Los problemas de desplazamiento de fase se eliminan retardando el principio de la descarga hasta la llegada de un impulso de sincronización.

Se describe el circuito y sus características de funcionamiento.

I. Principle of operation

The converter to be described is part of a 256-Multichannel analyser which is at present under construction. It is a "Wilkinson" type converter, in which a capacitor is charged to the peak of an incoming pulse. A clock pulse generator is used to measure the subsequent discharge time of the capacitor which is proportional to the pulse height. The resulting count number is stored in the memory of an analyser.

As a direct result of the use of transistors it appeared desirable to replace the well-known "Chase" pulse-stretcher by a current operated circuit. The converter is therefore based on a current amplifier feeding a Miller Integrator (Fig. 1). When a current signal is applied to the virtual ground input of the converter, the Miller capacitor C is charged

from its virtual ground side by the current amplifier A_1 through D_1 to an amplitude proportional to the peak of the incoming pulse. This amplitude is stabilized by the feedback action of R_f from the voltage output of the Miller to the virtual ground input of the converter.

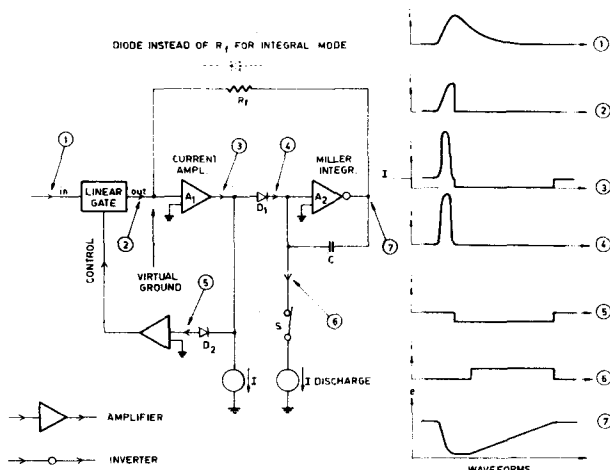


Fig. 1
Analogue-to-digital-converter — block diagram

As an additional result of the feedback action through R_f , the charging current into C is proportional to the derivative of the signal. It therefore reverses its polarity as soon as the input pulse passes its peak. This cuts off D_1 and thereby disconnects the Miller circuit. Simultaneously, the bleeder current I is diverted into D_2 , thereby closing the input gate.

The integrator commences its linear run-down as soon as the discharge-current "switch" S is closed. As the input signals are now blocked, the feedback loop will be restored only at that instant at which the Miller output voltage returns to the starting value. At that time, the current through D_2 is interrupted, the input gate opened and the circuit is ready to accept the next input signal. This comparator action is inherently very stable because it is not affected by any long-term drifts in the circuit.

The duration of the linear discharge is measured from that instant at which the current "switch" S is closed, until the termination of the conversion gate, wave-form 5.

Input pulses are supplied from a current amplifier having a maximum linear range exceeding 40 mA. The maximum pulse amplitude accepted by the converter is 10 mA, with an additional base-line shift adjustable between 0–20 mA. At the clock-pulse frequency of 4 Mc/s the run-down time for channel 256 is 64 μ s.

II. The integral mode

The mode of operation which has just been described may be called the "linear mode" because the storage capacitor is charged to a voltage proportional to the peak of the current input. In such an arrangement, the current delivered by the radiation detector

is integrated and subsequently differentiated, after pre-amplification, in order to avoid pile-up.

According to a more straightforward method which is also better adapted to the use of transistors, the radiation counter operates into a short circuit and the resulting current is amplified in a current amplifier. Provided that fast counters are used, the performance of such a system under overload conditions and its resolution will be considerably better than that of a conventional one. Such a system using fast proportional counters has been described by WAUGH and NICHOLSON [1].

The converter is modified to operate in this mode which may be called the integral mode, by replacing R_F by a diode D_F . This diode closes the feedback loop in the steady state in order to stabilize the quiescent output-voltage of the Miller, but opens as soon as a signal is applied. The Miller capacitor C is therefore charged directly by the input current to a voltage which is proportional to the charge induced on the output electrode of the radiation counter, and which is therefore also proportional to the energy of the particle producing this charge.

Details of the complete diagram have been omitted.

III. Logical diagram

Fig. 2 shows the logical diagram of the converter. By using a free-running crystal oscillator as a clock-pulse generator, problems presented by pulsed oscillators with respect to initial phasing and frequency stability have been avoided. Correct timing of the run down will then be achieved by delaying the start of the Miller discharge until the arrival of the first clock pulse in the gated clock-pulse train. This clock-pulse train is gated by wave-form 5, called the conversion gate, shortly after the Miller capacitor has been charged to the peak of the signal pulse.

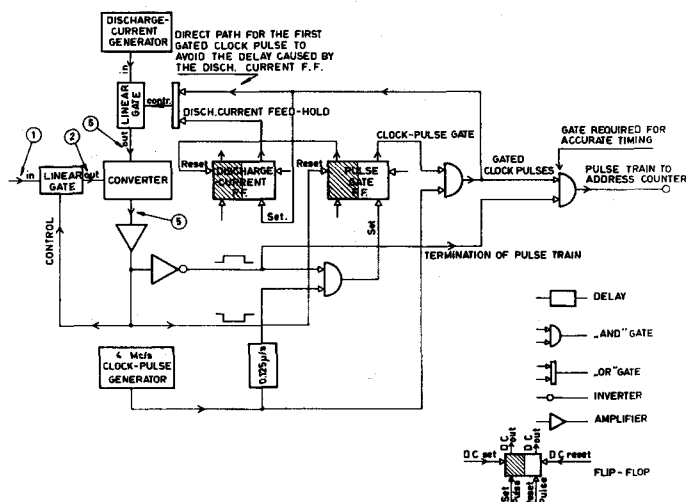


Fig. 2

Analogue-to-digital-converter — logical diagram

In order to achieve low zero drift and jitter, the following precautions are taken:

- (1) The gated clock-pulses are obtained by gating the 4Mc clock pulses in the AND gate No. 2 by the clock-pulse gate. This clock-pulse gate is derived from the output of the pulse gate F.F. which is triggered through AND gate No. 1 by the first delayed clock pulse coinciding with the conversion gate, wave-form No. 5. This arrangement assures the complete appearance of the first pulse in the train, which then accurately initiates the discharge of the Miller capacitor.
- (2) The trailing edge of the conversion gate terminates the pulse train feeding the address counter in a circuit which is identical with that initiating the discharge. Consequently, both the start of the discharge and the termination of the pulse train are identically affected by any variations in the pulse shape and drift occurring within the circuit.

IV. Circuit design

Fig. 3 shows a simplified circuit diagram of the converter. The input current signal is fed through D_2 into the virtual ground input of the converter. If a positive gate is applied to the base of Q_6 , D_2 cuts off and the input current is diverted into the collector of Q_6 .

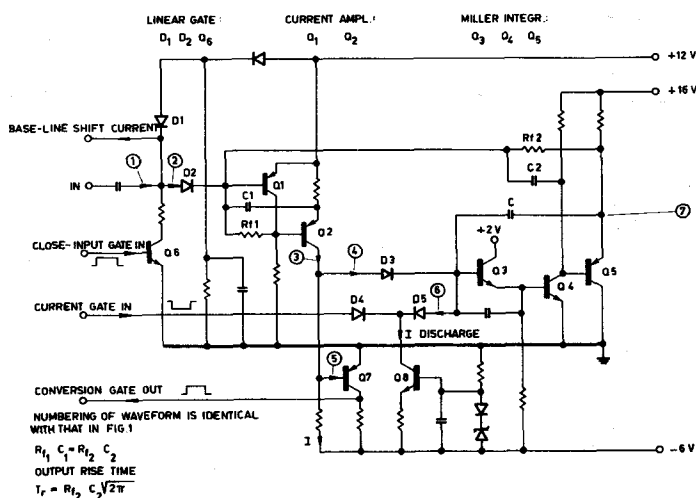


Fig. 3

Analogue-to-digital-converter — simplified circuit diagram

A considerable design effort has been made so that the circuit will accommodate the full spread in the parameters of all components used, in order to obtain a true "worst case design". To this end, each circuit block, the current amplifier Q_1Q_2 and the Miller integrator $Q_3Q_4Q_5$ are stabilized independently by their own feedback network.

Q_1Q_2 may be recognized as a conventional feedback stabilized-current amplifier, if one imagines R_f to be connected to the emitter of Q_2 . However, if R_f were really connected like that, the termination of the Miller run-down would be delayed because

at that instant Q_1 is going from saturation into the linear region of operation and this action would be delayed if a high beta transistor were used in place of Q_1 . The connection of R_{f1} between the base and collector of Q_1 stabilizes the beta of this transistor to a low value.

Theoretical design considerations have been guided by the root locus method whose application to the design of monotonic pulse amplifiers has been previously discussed [2]. The secondary loops constituted by the current amplifier Q_1Q_2 and the Miller Integrator $Q_3Q_4Q_5$ may, from the point of view of stability and ignoring second-order effects, be considered to assume the response of their respective feedback networks.

The pole created by the Miller integrator constitutes the dominant pole in the open-loop response of the complete circuit, whereas pole $R_{f1}C_1$ due to the current amplifier is neutralized by the zero $R_{f2}C_2$ created by the overall feedback network. The resulting span between the dominant pole and its nearest neighbour is sufficient to allow reasonable loop gain to be applied without causing these poles to leave the real frequency axis. The remaining roots may be shown to occur at such a distance from the origin in the s-plane that the relative amplitudes of the resulting non-monotonic transients are sufficiently small to be neglected for all practical purposes.

V. Stability considerations and performance

Apart from the factors considered in the discussion of the logical diagram, the conversion stability is determined by the constancy of the discharge current, by the value of R_{f2} and C (Fig. 3), by the accuracy of run-down termination and by the current leakage through D_2 (Fig. 3) when the input gate is closed. Stabilization of the discharge current may be obtained using conventional methods and the stability of R_{f2} and C may be ensured choosing suitable components. The remaining two factors will be considered in greater detail.

During the run-down, the pulse stretcher is transformed into a comparator. In this respect, the circuit resembles the converter due to KANDIAH [3] except for the fact that the function of all active elements remains unchanged in both modes of operation. As the feedback loop is entirely DC-coupled, the stability of discrimination and hence that of the termination of the run-down process will be determined by the short time stability of the complete circuit. The maximum duration of a run-down being 64 μ s, drifts due to temperature variations or changes in transistor parameters will be negligible.

Any change in the unavoidable leakage current through the closed input gate will produce a zero drift of the conversion process. When the input gate is closed, Q_6 is conducting and D_2 is back biased to approximately 0.50 V. At these levels, the current due to the resistive component of a diode may be neglected. The remaining current is independent of voltage between a few tenths of a volt and the breakdown voltage of the diode but increases with temperature by a factor which may be readily evaluated. Consequently, the zero drift with temperature due to the input gate is calculable and may be kept sufficiently small by using a gold-bonded germanium diode having a leakage current of about 1 μ A at 25°C.

The signal attenuation due to the closed input gate equals the ratio between the dynamic resistance of D_1 which is conducting and D_2 which is cut off. Attenuations greater than 10^5 are easily achieved.

In an experimental "bread-board" design of the converter, the stabilities of the overall feedback resistor R_{f2} (Fig. 3) of the components employed in the discharge

current circuit and of the Miller capacitor C were found to be the main factors affecting the gain drift of the converter.

The following test results have been obtained:

Differential linearity — better than $\pm 1\%$ over the total range above channel 6

Zero drift — 0.1% of full scale/ 10°C

Gain drift + 0.08% of full scale/ 10°C

Drift at high pulse-repetition frequency — 0.1% of full scale at 100000 pps.

ACKNOWLEDGEMENTS

This work has been sponsored by the Israeli Atomic Energy Commission.

The help of Mr. B. Zabbah in providing practical suggestions at various phases of this work and for carrying out the performance tests is gratefully acknowledged.

REFERENCES

- [1] WAUGH, J. B. S. *et al.*, *Nucleonics* **18** (1960) 70.
- [2] FISCHMANN-ARBEL, A. F. *et al.*, *Nuclear Instr. and Methods* **7** (1960) 153.
- [3] KANDIAH, K., *Nuclear Instr. and Methods* **2** (1958) 112.

METHODS OF REDUCING ERRORS IN AMPLITUDE-TO-DIGITAL CONVERTERS

K. KANDIAH

ATOMIC ENERGY RESEARCH ESTABLISHMENT, HARWELL, DIDCOT
UNITED KINGDOM

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

Methods of reducing errors in amplitude-to-digital converters. Most pulse analysers use the Wilkinson principle of amplitude-to-digital conversion because of its inherent simplicity. This paper analyses the various causes of inaccuracy in such converters and describes means of overcoming them. The paper then describes the principles of a new converter which uses largely semiconductor devices. The new converter possesses a high degree of channel-width uniformity and channel-position stability over a large dynamic range of pulse amplitudes. Methods of measuring converters to a high precision are also discussed.

Méthodes de réduction des erreurs dans les convertisseurs d'amplitudes en données numériques. Etant donné la simplicité du principe de Wilkinson pour la conversion des amplitudes en données numériques, la plupart des analyseurs d'impulsions sont fondés sur ce principe. Le mémoire analyse quelles sont les causes d'inexactitude dans ces convertisseurs et expose les moyens permettant de les supprimer. Il formule ensuite les principes d'un nouveau convertisseur qui utilise dans une large mesure des dispositifs à semi-conducteurs. Le nouveau convertisseur possède les deux caractéristiques suivantes: haut degré d'uniformité de la largeur de canal et stabilité de position du canal pour une gamme dynamique étendue d'amplitudes d'impulsion. L'auteur étudie également les méthodes permettant d'utiliser les convertisseurs avec un degré de précision très poussé.

Методы уменьшения погрешностей в амплитудно-цифровых преобразователях. Ввиду присущей принципу Вилькинсона простоты этот принцип используется в большинстве анализаторов импульсов для амплитудно-цифровых преобразований. В настоящем докладе разбираются различные причины неточности таких преобразователей и описываются способы устранения этих причин. Затем в докладе описываются принципы нового преобразователя, в котором в широкой мере используются полупроводниковые устройства. Новый преобразователь обладает значительным единообразием ширины канала и устойчивостью положения канала на протяжении большого динамического интервала амплитуд импульсов. Обсуждаются также методы весьма точных измерений при помощи этих преобразователей.

Métodos de reducción de los errores en los convertidores digitales de amplitudes. En la mayoría de los analizadores de impulsos se aplica el principio de Wilkinson, o sea la expresión digital de la amplitud, debido a su inherente sencillez. Se analizan los diversos factores de inexactitud de tales convertidores y se describe la manera de anularlos. Se explican los principios de un nuevo convertidor, basado en gran parte en la utilización de semiconductores. Este nuevo convertidor posee una gran uniformidad de anchura de canales y una gran estabilidad de posición de los mismos, dentro de extensos límites dinámicos de la amplitud de los impulsos. Se estudian también métodos para calibrar los convertidores con gran precisión.

I. Introduction

Two basic types of amplitude-to-digital converters, or encoders as they are sometimes called, are commonly used in multichannel pulse-amplitude analysers. In one type of converter there are $n + 1$ amplitude discriminators whose thresholds are set at progressively higher levels. In conjunction with n anticoincidence circuits n amplitude channels are obtained, individual channel widths being defined by the difference in the

threshold levels of two adjacent discriminators. Most of the recent converters use the Wilkinson principle whereby a capacitor is charged to the peak level of the input pulse and a reference waveform consisting of a linear ramp or a staircase is compared with the voltage on the capacitor. The number of timing pulses after which the ramp voltage equals the voltage on the storage capacitor or the number of steps of the staircase to reach equality define the channel number.

In view of the many advantages of the Wilkinson type of converter the multiple discriminator type is not preferred except on the grounds of short resolving time. Analysers using multiple discriminators will not be considered in this paper. The main purpose of this paper is to discuss the various sources of inaccuracy and instability of converters using the Wilkinson principle and the methods used to improve their performance. The principles of a new converter which possesses many desirable characteristics from the point of view of accuracy will be described. The converter uses semiconductor devices except for one cathode follower. The paper also describes test equipment used to study the performance of converters.

II. General analysis

The block schematic of converters of the conventional type are given in Figs. 1 and 2. The system shown in Fig. 1 is used in analysers using circulating pulses in a delay line as the storage system [1]. In this case the reference-ramp voltage is synchronized to the circulating pulses in the delay line so that the time during which the storage capacitor has to retain the voltage to which it is charged by an input pulse is variable and depends on the instant of arrival of the pulse in relation to the start of the ramp voltage. It is usual to have a small current flowing to the charging diode in order to stabilize the static condition of the system and this current introduces a droop on the voltage of the capacitor. Owing to this droop and the variable storage time there is considerable fluctuation in the input-pulse amplitude necessary to make a particular pulse fall at the boundary between two channels.

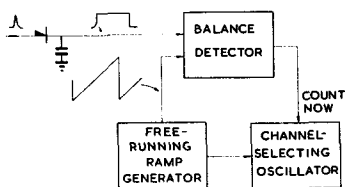


Fig. 1

Schematic of converter for delay-line store

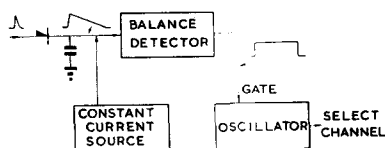


Fig. 2

Schematic of converter for ferrite-core store

The system shown in Fig. 2 which is normally used with ferrite-core storage systems [2] is not subject to the above uncertainty since the channel selecting pulses and the reference ramp are started soon after the capacitor is charged. However some analysers with ferrite-core stores use a free-running oscillator whose output is gated to produce the channel-selecting pulses. When the opening and shutting of this gate is not synchronized to the input pulses an uncertainty in channel boundary similar to that described above will be evident. The finite resistance used to generate the discharge current to the capacitor introduces some non-uniformity of channel width which will be discussed later.

The most important source of non-linearity is the charging diode. The effect of the characteristic of the diode on the linearity with small pulses and the improvement resulting from the use of a feedback amplifier will be discussed later.

In order to avoid anomalous effects due to input-pulse rate it is usually necessary to employ direct coupling in the charging diode and balance detector circuits. In this case the amplitude of the pulse necessary to cross the boundary between any two channels will vary if there is any drift in the DC levels of the diode or balance detector. These are the main causes of drift of channel boundary which causes the position of all channels to move together without a change in channel width. It is possible to arrange the balance detector and charging diode circuits to provide some compensation against drifts due to changes of heater potentials in valve circuits and ambient temperature changes in transistor circuits.

In some analysers the balance detector receives the full amplitude of the storage waveform and the reference waveform as in Fig. 1. In these cases it is essential that the circuits should be capable of detecting equality between the two levels independent of the pulse amplitude. This can only be achieved by using long-tailed pair circuits in which the currents through the pair are maintained constant by other circuits. This is usually much easier with transistors than with valves owing to the high collector resistance of most transistors.

In Fig. 2 the reference waveform is obtained by applying a constant discharge current to the storage capacitor. Since this capacitor has to be small in order to charge it to the peak of the pulse with normal diodes, the current fed to the capacitor is small for ramp durations in the region of 100 μ s. This small current is usually generated by means of a high-value resistor connected to a high voltage and the stability of this resistor controls the stability of the channel width. Even in those analysers in which the ramp is generated on a separate capacitor as in Fig. 1, the value of the resistor defining the slope of the ramp is much higher than that of the resistor used in a circuit which generates the staircase type of reference waveform. Since the stability of high-value resistors is generally worse than that of resistors of very low value the channel width will be more stable when a staircase waveform is used as the reference.

Although the oscillator frequency also controls the channel width in those cases where a ramp generator is used it is usually possible to maintain a sufficiently constant frequency to prevent this being a cause of error. However the need to maintain a constant frequency often results in the choice of a free-running oscillator whose output is gated to obtain the channel selecting pulses. Although this does not introduce an error in mean channel width with random pulses it is not possible to measure individual channel widths accurately by means of a simple pulse generator with variable amplitude. A similar problem exists when a free-running reference ramp is used. It is then very difficult to determine the cause of a non-uniformity of channel width which is confined to a few channels, or varies widely over a few channels although a uniform average width over groups of channels is maintained. The latter effect can occur in some complete analysers owing to the modulation of the reference waveform, or the power supply to the converter by surges related to the channel selecting circuits.

III. The pulse stretcher

The major cause of inaccuracy in a converter is the pulse stretcher used to charge the capacitor to the peak of the input pulse. The simplest pulse stretcher uses a semiconductor or thermionic diode. If the steady current through the diode stabilizing

the static condition is I_0 , the voltage v on the capacitor and the input voltage v_1 are related by the differential equation

$$C \frac{dv}{dt} = I_0 \exp \left(\frac{v_1 - v}{E_0} \right) - I_0 \quad (1)$$

where $E_0 = p \frac{kT}{e}$ which we shall call the "Voltage Constant" of the diode,

p = a constant,

k = Boltzmann constant,

e = electronic charge,

and T is the temperature of the cathode in the case of the thermionic valve, or the junction temperature in the case of a semiconductor diode. It is assumed in the above equation

that the current voltage characteristic of the diode is $i = I_0 \exp \left(\frac{v_1 - v}{E_0} \right) - I_0$. This

assumption is generally valid in practice for semiconductor junction diodes [3] for the range of currents used in pulse stretchers and the value of p usually lies between 1 and 2. In the case of thermionic diodes $p = 1$ for currents up to a few hundred microamperes. For larger currents the characteristic is no longer given by the above expression. However it can be shown that the accuracy of the pulse stretcher is not strongly dependent on the diode characteristics at currents some orders of magnitude greater than I_0 and we shall assume that equation (1) is always valid.

Some pulse stretchers use negative feedback in order to improve the charging accuracy. The block schematics of two forms are shown in Fig. 3. In the simpler system shown in Fig. 3(a) the voltage amplifier has a gain A so that the voltage applied to the diode is $Av_1 - (A + 1)v$. Therefore the equation relating v to v_1 is

$$C \frac{dv}{dt} = I_0 \exp \left\{ \frac{Av_1 - (A + 1)v}{E_0} \right\} - I_0. \quad (2)$$

In the system shown in Fig. 3(b) the current through the diode is then fed to a current amplifier which has a low input impedance. The output of the current amplifier is used to charge the capacitor. In this case the relationship between v and v_1 is given by

$$C \frac{dv}{dt} = I_0 \exp \left\{ \frac{(v_1 - v)A}{E_0} \right\} - I_0. \quad (3)$$

A converter [4] using a secondary emission pentode which is essentially of the type shown in Fig. 3(b) is used in the analyser type 1524.

In deriving equations (2) and (3) it has been assumed that impedance at the input of the voltage amplifier where the capacitor is connected is very high and that the output impedance is almost zero. The first condition can in practice be met by using a suitable valve at this input of the amplifier. The output impedance can usually be made small enough to have little effect on the analysis that follows, although a system with a high resistance in series with the diode will be considered later.

It is seen that equation (3) is identical in form to equation (1) with the difference that E_0 has been replaced by E_0/A . Similarly it is possible to transform (2) to appear similar to (1) by introducing new variables

$$v_1 = \left(\frac{A+1}{A} \right) v \quad \text{and} \quad C_1 = \left(\frac{A}{A+1} \right) C$$

and replacing E_0 by E_0/A . It is seen that a general solution of (1) can be used to obtain the results for (2) and (3) by replacing E_0 by E_0/A . The systems with feedback are therefore equivalent to the simple diode circuit using a diode with a "voltage constant" of E_0/A .

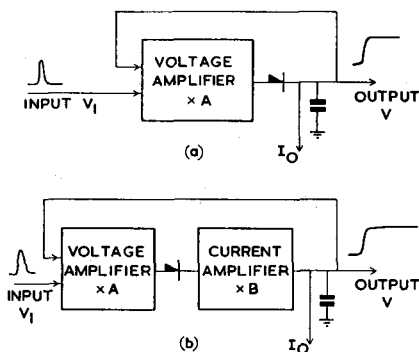


Fig. 3

Charging the storage capacitor with feedback to the input

In order to obtain a general solution of (1) it is convenient to introduce new variables x and y such that

$$y = v/E_0 \quad (4)$$

and

$$x = I_0 t / C E_0. \quad (5)$$

These relations signify that the voltages y are measured in units of voltage E_0 and that the time x is measured in units of time $C E_0 / I_0$ which is the time necessary for the steady current I_0 to charge C through the voltage E_0 . Equation (1) is now transformed to

$$\frac{dy}{dx} = \exp(y_1 - y) - 1. \quad (6)$$

The general solution of this is

$$y = \ln \left(1 + \int_0^x \exp(y_1 + x) dx \right) - x. \quad (7)$$

IV. Charging errors

Let us first consider rectangular input pulses of duration x_1 and amplitude y_1 . Then the charged voltage y_0 , by integrating equation (7) is

$$y_0 = y_1 - x_1 + \ln \{ \exp(x_1) + \exp(-y_1) - 1 \}. \quad (8)$$

Therefore

$$\frac{dy_1}{dy_0} - 1 = \frac{1}{\{\exp(x_1) - 1\} \exp(y_1)} \quad (9)$$

The right hand side of equation (9) gives the fractional change of channel width at any input amplitude y_1 . The channel width increases for small amplitudes. Table I shows the percentage error in channel width for 1 μ s input pulses of small amplitudes, when $C = 400$ pF, $I_0 = 1$ μ A and for values of E_0 of 25, 50 and 80 mV respectively. The case $E_0 = 25$ mV represents the use of a germanium junction diode. It is seen that for input pulse amplitudes of 175 mV or higher the channel width will remain within 1% of that of very high channels. The case $E_0 = 50$ mV was calculated to demonstrate the effect of putting two such diodes in series in the charging circuit.

TABLE I

PERCENTAGE ERROR IN CHANNEL WIDTH AS A FUNCTION OF "VOLTAGE CONSTANT" OF DIODE AND PULSE AMPLITUDE FOR RECTANGULAR PULSES

y_1		4	5	6	7	8	9	10
$E_0 = 25$ mV	Input amplitude (mV)	100	125	150	175	200	225	250
$x_1 = 0.1$	Excess channel width (%)	17.4	6.4	2.3	0.87	0.32	0.12	0.04
$E_0 = 50$ mV	Input amplitude (mV)	200	250	300	350	400	450	500
$x_1 = 0.05$	Excess channel width (%)	37.5	13.1	4.85	1.77	0.66	0.23	0.09
$E_0 = 80$ mV	Input amplitude (mV)	320	400	480	560	640	720	800
$x_1 = 0.032$	Excess channel width (%)	56.5	20.8	7.6	2.8	1.05	0.37	0.13

It is seen that the percentage error is approximately twice that for a single diode even for pulses of twice the amplitude. Thermionic diodes can be assumed to have an E_0 of 80 mV and the last set of figures in Table I show that in this case the pulse amplitudes should exceed 640 mV in order to keep the channel-width error to less than 1%.

It is seen from (5) that, for a given input pulse width, x_1 increases as I_0 is increased or C is decreased. It then follows from (9) that the percentage error at any given small input pulse amplitude will be smaller for a larger I_0 or smaller C . However there is a limit to such an increase in I_0 or decrease in C set by the maximum permissible droop in the stored waveform after the end of the input pulse. In those analysers where the reference waveform consists merely of the discharge of the storage capacitor by I_0 the value of I_0/C is fixed by the channel width as determined by the period of the channel selecting pulses. Hence we arrive at the interesting result that, having selected a particular type of diode for charging the capacitor and a value for the slope of the reference

waveform, the channel-width error, owing to charging inaccuracies with a given pulse width, is invariant. In the analysers of the above type the channel width is reduced by decreasing I_0 keeping C constant. Then the channel-width error at any given small input amplitude increases as the channel width is reduced. It is also seen from (9) that channel-width errors decrease with increasing pulse width.

A common pulse shape is that obtained by integrating a step input with a time constant τ_1 and differentiating with another time constant τ_2 . The integral in (7) cannot be evaluated except by numerical methods for such a pulse shape. However it can be shown (5) that the result is closely equal to that obtained with a parabolic pulse given by

$$y = Y_0 \left(\frac{2x}{x_1} - \frac{x^2}{x_1^2} \right). \quad (10)$$

If we denote by y_0 the voltage obtained by extrapolating to $x = 0$ the linearly falling voltage that exists on the capacitor long after the pulse ends, it can be shown that

$$y_0 = A + x_1 + \frac{x_1^2}{4Y_0} + \ln(x_1 \sqrt{\pi}) - \frac{1}{2} \ln Y_0. \quad (11)$$

By differentiating we obtain for the fractional error in channel width

$$\frac{dy_0}{dy_0} - 1 = \frac{1}{2Y_0 - 1}. \quad (12)$$

These results are correct so long as

$$Y_0 \gg 1 \text{ and } x_1 \ll 1,$$

i.e. for input-pulse amplitudes much greater than the "voltage constant" of the diode and pulse widths much smaller than the characteristic time CE_0/I_0 of the storage circuit. An interesting feature of (12) is that it is independent of the pulse width x_1 . It is seen from Table II which shows the channel-width error obtained from (12) that there is considerable error in this case over much larger input amplitudes than in the case of rectangular input pulses.

TABLE II

PERCENTAGE ERROR IN CHANNEL WIDTH AS A FUNCTION OF PULSE AMPLITUDE FOR RC-SHAPED PULSES

Y_0	5	10	20	30	40	50	100
Excess channel width (%)	11.1	5.26	2.56	1.70	1.27	1.01	0.50

V. Effect of resistance-shunting storage-capacitor

Suppose that a resistance R is connected from the storage capacitor to a voltage $-V_0$ and that the stored voltage is positive. After being charged to a peak amplitude v_1 the voltage on the capacitor will droop and the equation governing the instantaneous voltage v on the capacitor after time t is

$$v = (v_1 + V_0) \exp\left(\frac{-t}{T_0}\right) - V_0. \quad (13)$$

where $T_0 = CR$.

Let us first consider the case where the reference ramp or staircase is started immediately after the receipt of pulses. Then the time t for reaching balance is proportional to the channel number, and hence to the input pulse amplitude. Hence $\frac{dv_1}{dv}$ with $t = \text{const.}$ gives the channel width at amplitude v_1 relative to that at $t = 0$, i.e. at zero amplitude of input pulse. Hence we obtain $\frac{dv_1}{dv} = \exp\left(\frac{t}{T_0}\right)$.

If we consider the case $t \ll T_0$ we obtain

$$\frac{dv_1}{dv} - 1 = \frac{t}{T_0}.$$

Thus the fractional channel width excess is t/T_0 . Therefore the last channel (N) is greater than the first by $\frac{100 T}{T_0} \%$ where T is the time for N channel selecting pulses. When the reference waveform is generated by discharging the storage capacitor through v_1 volts in time t it can readily be shown that the excess channel width is $\frac{100 v_1}{V_0} \%$. Thus when a 10-V range of pulses is being analysed the excess channel width of the last channel is 1% when $V_0 = 1000$ V. It is clear that some means of compensating for this by introducing a suitable correction waveform into the balance detector has to be employed.

In the case of the analysers in which the reference ramp is free running this droop results in a fluctuation in the channel boundary, for random input pulses, of $(v_1 + V_0) \frac{T}{T_0}$ where v_1 is the input amplitude corresponding to that boundary.

VI. Converter using secondary emission pentode

The block schematic of the essential parts, which have been described elsewhere [4], is shown in Fig. 4. The gate in the input circuit is normally open so that the capacitance consisting of C_1 in series with C_2 is charged by the dynode current when a pulse is received. After the peak of the pulse the input gate is closed and pulses of charge are applied to C_2 thus generating a negative-going staircase. The number of pulses of charge required to bring the output of the difference amplifier back to its steady state is the digital number representing the pulse amplitude. The charging system is similar to that shown in Fig. 3(b). The effective "voltage constant" of the equivalent diode is 50 mV and the characteristic time constant CE_0/I_0 is 33 μ s. Plots of channel width as a function of channel number in the converter type 1524 which uses this system for rectangular and RC shaped pulses are shown in Fig. 5. The agreement between these experimental results and the predictions from equations (12) and (9) are good to within a factor 2 in terms of percentage error except for shaped pulses with amplitudes less than 1 V. The discrepancy at small amplitudes is due to many other factors in this converter.

One of the problems concerning the analysis of pulse amplitudes is the application of back bias. The conventional method consists of clipping the input pulse. This method has the advantage of not imposing any dead time on unwanted small pulses. However it is susceptible to two sources of error. First, pulses which occur before a previous pulse has died down will be recorded in the wrong channel. Secondly, the stability of channel boundary will be affected by drifts in the clipping circuits. In the converter-type 1524 all pulses are charged by the system shown in Fig. 4 and back bias consists of a subsequent removal of a fixed amount of charge from the storage capacitor before application of the reference staircase. This overcomes both the difficulties mentioned above since a fixed paralysis time can be applied even on rejected undersize pulses and the subtraction of charge can be carried out very accurately on accepted pulses. Consequently the input amplitude defining the boundary between two channels is stable to better than 20 mV over long periods even when a back bias of 20 V is applied.

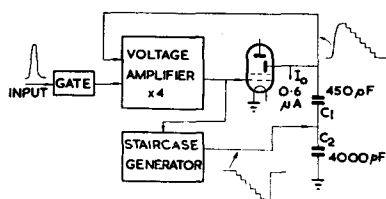


Fig. 4
Schematic of converter using secondary emission pentode

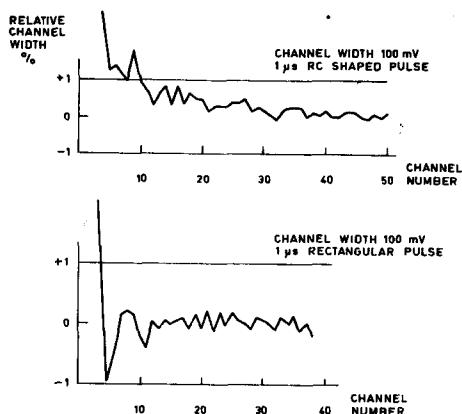


Fig. 5
Channel-width measurements on type 1524C converter (secondary emission pentode)

VII. A new converter using transistors

A simplified circuit of the essential parts of the converter is shown in Fig. 6. In the steady state a small standing current I_0 flows to the collector of J_3 and the collector

potential is held at a suitable value negative with respect to the base by using the appropriate value of R_2 . The collector current of J_2 is about 1 mA, all of it with the exception of I_0 flowing through R_4 . The collector current of J_1 is about 3 mA. Since R_3 is much larger than the base input resistance of J_2 all changes of J_1 collector current effectively flow to the base of J_2 . Thus changes of emitter current in J_1 flow to the base of J_2 and appear amplified to the collector of J_2 .

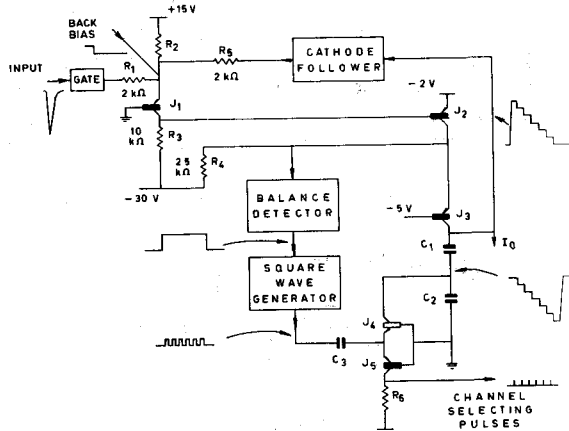


Fig. 6

New converter using transistors

J_4 and J_5 are normally cut off. They play no part until after the storage capacitor, consisting of C_1 in series with C_2 (C_2 being much greater than C_1), is charged by the input pulse. Then a recurrent square wave is applied to C_3 with the result that a staircase is generated at the junction of C_1 and C_2 . Channel selecting pulses appear at J_5 collector.

Negative input pulses are applied, through a gate as in the previous case, and for the sake of convenience in the analysis it is assumed that voltage pulses are applied through R_1 to the emitter of J_1 . In practice negative current pulses can be applied, although some resistance should be placed in series with the input to facilitate the operation of the gate. The voltage on the capacitor is fed back through a cathode follower, in order to avoid large leakage currents being applied to the capacitor and to obtain a large impedance transformation, and then through R_5 ($= R_1$) to J_1 emitter. If v_1 is the input voltage and v the voltage on the capacitor, the current i through the capacitor is given by

$$i = \frac{\beta}{R_1} (v_1 - v) \frac{R_4}{R_4 + R_e} \quad (14)$$

so long as $v_1 > v$, where β is the current gain of J_2 and R_e is the emitter resistance of J_3 at a current $i + I_0$. Input pulses v_1 are measured in the negative direction and the stored voltage v in the positive direction for convenience. The above equation relates the deviations from the static condition and can be simplified if $R_e \ll R_4$. When $I_0 = 1 \mu A$ the value of R_e in the static condition is nearly equal to R_4 . However if we

assume that $\beta = 40$, then $R_e \sim \frac{R_4}{10}$ when $v_1 - v = 0.5$ mV and $R_e \sim \frac{R_4}{100}$ when $v_1 - v = 5$ mV. It will therefore be assumed that $R_e \ll R_4$ during the charging process. Thus

$$i = \frac{\beta}{R_1} (v_1 - v).$$

Then

$$C \frac{dv}{dt} = \frac{\beta}{R_1} (v_1 - v) \quad (15)$$

where

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}.$$

It is evident that equation (15) is identical to that corresponding to the integration of the signal v_1 by a time constant CR_1/β . Taking $C = 400$ pF, $R_1 = 2$ k Ω and $\beta = 40$ this corresponds to a time constant of 20 ns. Thus the voltage on the capacitor rises as if it is equal to the input waveform integrated by the time constant CR_1/β so long as the input waveform exceeds the capacitor voltage by not less than about 1 mV. When the input waveform falls, the transistor J_3 cuts off and the capacitor voltage droops owing to the current I_0 . It is therefore assumed that the capacitor is charged to the peak of the input signal so long as the rise and decay times are long compared with 20 ns, say greater than about 0.1 μ s.

Back bias is applied as a negative current step to the emitter of J_1 after the capacitor is charged by the input pulse. If the input pulse amplitude is lower than the back-bias level the balance detector comes back to or beyond the original level on the application of back bias and the pulse is immediately rejected by applying discharge currents to C_1 and C_2 by circuits not shown in Fig. 6.

It is also desirable to reject all pulses whose amplitudes are greater than the maximum covered by the analyser with the shortest possible delay. This is achieved by applying to the emitter of J_1 , immediately after the back-bias step, a negative current pulse, called the top-level pulse, whose amplitude is equal to the difference between the maximum and minimum amplitudes covered by the analyser. If, for example, the range of analysis is from 10 V to 15 V, the back-bias step is equivalent to 10 V referred to the input and the top-level pulse is equivalent to 5 V. If this top-level pulse brings the collector of J_2 up to or beyond its static potential the analysis is continued. If not the capacitor is restored to its normal potential and the pulse is rejected. During this top-level search pulse a gate at the collector of J_2 prevents J_3 coming into conduction. These methods of application of back bias and top-level rejection are inherently quite accurate and are not subject to any appreciable drifts.

An interesting consequence of the above method of application of bias is that further bias steps of any desired amplitude can be easily applied at any time after the staircase waveform has started. Therefore steps of given amplitude can be applied whenever the channel selecting pulses reach certain predetermined numbers. Thus, if a step of 3 V is applied when the channel number reaches 30 and if the channel width is 100 mV, then all pulses in the amplitude range 3 V to 6 V will be counted in channel 31. Pulses greater than 6 V will be analysed with the same channel width as that before channel 30 was reached. Thus pulses belonging to any part of the spectrum which does not need analysis

can be counted in 1 channel. This enables a detailed analysis to be made of small regions of the spectrum using an analyser with a limited number of channels and can considerably reduce the complete time for an experiment. A spectrum covering 0 to 25.6 V, analysed in a 256-channel analyser of the normal type with a channel width of 100 mV, is shown in Fig. 7(a). The effect of applying a step of 3 V at channel 100 and a further step of 10 V at channel 167 and reducing the channel width to 30 mV is shown in Fig. 7(b).

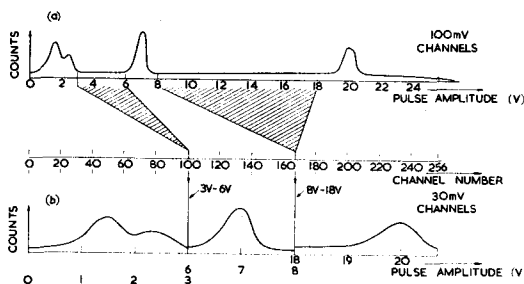


Fig. 7

Effect on resolution of elimination of unwanted regions of the spectrum

Plots of channel-width error as a function of a channel number using the new converter with rectangular $1\text{-}\mu\text{s}$ pulses for two different channel widths are shown in Fig. 8. The effect on channel-width uniformity of the application of 10 V back bias with a channel width of 18 mV is shown in Fig. 9. The channel-width uniformity, when using shaped pulses which were integrated with $1\text{-}\mu\text{s}$ time constant and differentiated with $2\text{-}\mu\text{s}$ time constant, is shown in Fig. 10. In the cases where back bias is not applied there are only two channels below those shown in the plots in which any counts are registered. The channel width of the first of these is determined by the gain round the feedback loop and the effective threshold of the balance detector. The width of the second channel is somewhat variable and the cause of this has not been established. The theory predicts that a high degree of uniformity of channel width should be obtained down to about

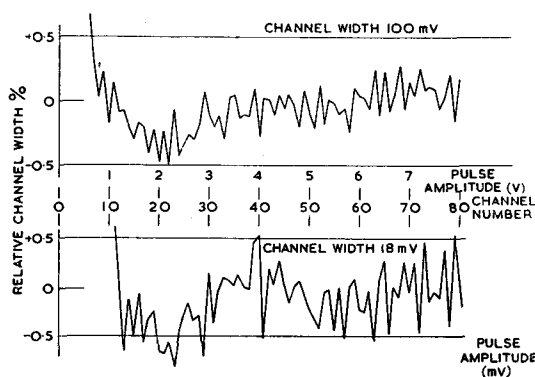


Fig. 8

Channel-width measurements of new converter; $1\text{-}\mu\text{s}$ rectangular pulses

10 mV of input-pulse amplitude. Owing to various deficiencies in the present apparatus, particularly that connected with supply lines, it is not possible to confirm this and further experiments to prove the theory are in progress. The reason for the serious non-linearity in the early channels when back bias is applied, as shown in Fig. 9, is not fully understood.* Since the maximum pulse amplitude that can be handled is a little over 20 V, limited by voltage ratings of J_3 and J_4 , it is seen that a dynamic range of well over 100 to 1 in pulse amplitude can be analysed with a channel-width accuracy of better than 1%.

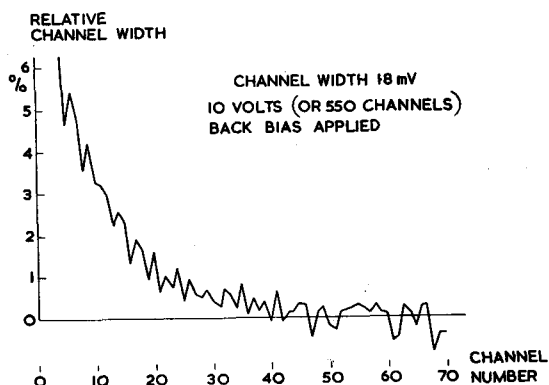


Fig. 9

Effect of high back bias and narrow channel widths of the new converter

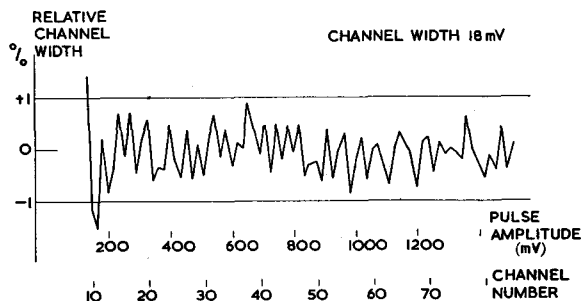


Fig. 10

Channel-width measurements on new converter with 1- μ s RC-shaped pulses

VIII. Testing converters for accuracy and stability

Neglecting the gating facilities, two of the most important aspects of a converter are channel-width uniformity and the stability of the boundary between two adjacent channels in terms of input-pulse amplitude. Methods for automatic checking of these parameters have been in continuous use at the Atomic Energy Research Establishment

* It has been established that this non-linearity is due to storage in insulators supporting the components at the collector of J_3 and has been eliminated with improved insulators.

(AERE) over the past year. The basic pulse generator uses a mercury-wetted relay and produces RC-shaped pulses at 50 counts/s of amplitude equal to half the reference voltage supplied to it. In order to check channel-width uniformity the reference to the pulse generator is a repetitive slow triangular waveform covering the appropriate range of voltages. This sweep waveform is generated by means of a high-gain amplifier which uses one electrometer valve at the input stage and transistors elsewhere and has a feedback capacitor into which constant currents of opposite sign are switched alternately. The slope of the triangular waveform is sufficiently constant and stable to enable channel-width errors of 0.25% to be readily detected. It is essential for the frequency of the pulse generator to be constant during any one sweep. If the slopes of the sweep waveform in the two directions and the frequency of the pulse generator are known to a sufficient degree of accuracy absolute channel widths can also be determined. The measurement consists merely in running this sweeping pulse generator for a predetermined number of sweeps and then automatically reading out the counts registered in each channel. The channel width V_0 is given by

$$V_0 = \frac{N p_1 p_2}{K n f (p_1 + p_2)}$$

where N = counts registered in the channel,

p_1 = slope of positive going scan waveform,

p_2 = slope of negative going scan waveform,

K = ratio of reference voltage applied to the pulse generator to the actual pulse amplitude,

n = number of complete to-and-fro scans,

f = frequency of pulse generator.

An alternative pulse generator, using transistor clamps operating on the sweep waveform, is used to generate rectangular pulses which can then be at a higher frequency in order to reduce the time of the measurement. Typically each of the plots in Fig. 8 can be obtained in about 10 min. It is also possible to trigger the transistor pulse generator from external random pulses. This test will reveal other sources of error in the analyser such as dependence of counting loss on pulse amplitude.

Channel-boundary stability is checked by using the relay-pulse generator with a fixed reference voltage equal to that necessary for the particular channel boundary being studied. In the analyser-type 1524 separate outputs are available at each channel whenever a count is being registered. The output pulses from the higher of the two channels are fed to a counting-rate meter and the mean output of the counting-rate meter is fed back as a small reduction of the reference voltage to the pulse generator. Initially the fixed part of the reference voltage is adjusted so that the counting-rate recorded is 25 counts/s. If there is adequate gain in the counting-rate meter the changes in voltage feed-back from the counting-rate meter as reference to the pulse generator will be equal to the changes in channel boundary multiplied by K , which, in the case of the relay-pulse generator, is 2.

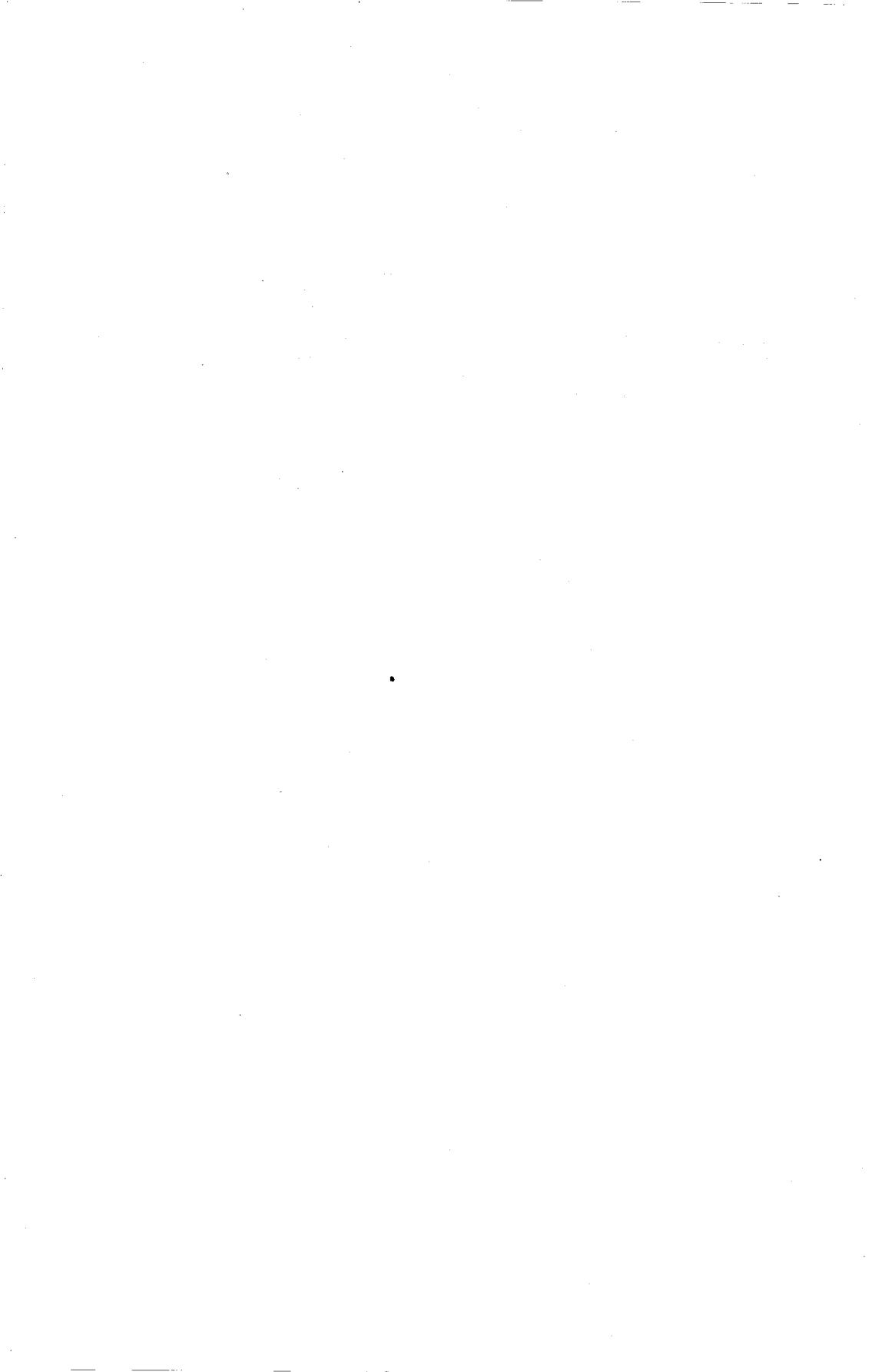
ACKNOWLEDGEMENTS

The author is indebted to Mr. M. O. Deighton for assistance with the analysis in section IV and for general discussions on the accuracy of converters. Mr. A. Stirling

constructed the sweeping pulse generator and obtained the results for Fig. 5. The success of the converter using transistors is largely due to the patient work carried out by Mr. R. H. Baldry. None of the work described would have been possible without the stimulating discussions with Mr. E. H. Cooke-Yarborough and his continued interest.

REFERENCES

- [1] HUTCHINSON, G. W. and SCARROTT, G. G., *Phil. Mag.* **42** (1951) 792.
- [2] SCHUMANN, R. W. and McMAHON, J. P., *Rev. Sci. Instr.* **27** (1956) 675.
- [3] SAH, C. T., NOYCE, R. N. and SCHOCKLEY, W., *Proc. IRE* **45** (1957) 1228.
- [4] COOKE-YARBOROUGH, E. H., Nuclear Science Series, Pub. No. 467 — National Academy of Sciences, Washington 76 (1957).
- [5] DEIGHTON, M. O., Private communication.



DISCUSSION

R. Wahl (France): According to the curves presented it would seem that the first 5 to 10 channels of all the converters have a considerable fault in the linearity. We follow a method in which a pedestal is added to the pulse, its amplitude being adjusted to correspond to 10 channels. The address scaler is so arranged that the first 10 pulses need not be counted. Do you think this method is of value, despite the fact that it takes $5\ \mu\text{s}$ per pulse for a 2-Mc converter? Or do you think it is possible to build converters which are linear in the first channels?

K. Kandiah (United Kingdom): Our converter is completely uniform from channel 10, which with a channel width of 18 mV corresponds to an input pulse of 180 mV. This particular converter in fact has no zero error, and channel 0 corresponds to zero input pulse amplitude. The actual converter itself has not yet been stretched to the limit because we found by theoretical analysis, only very recently, that it is capable of very high linearity down to much smaller amplitudes than 180 mV. We hope to extend it further, and if it proves to be uniform down to a few tens of millivolts, as we expect, then it may not be necessary to adopt the technique that Mr. Wahl was suggesting.

E. Gatti (Chairman) (Italy): I would like to ask Mr. Kandiah's opinion about the method of adding a step to the pulse to be analysed in order to remove the non-linearity in the very low channels.

K. Kandiah: This is complementary to the question Mr. Wahl asked. I certainly agree that it would always help to add a step in order to get a wider dynamic range. We feel, however, that the dynamic range we have obtained with the converter is probably quite adequate for any existing radiation detector, though for a radiation detector with even better resolution and lower noise performance it would be necessary to employ this technique of adding a step, to be able to go down to perhaps a few unit millivolts of input pulse.

CHARGE-STORAGE TECHNIQUES FOR PULSE-HEIGHT ANALYSIS

L. COSTRELL AND R. E. BRUECKMANN

NATIONAL BUREAU OF STANDARDS, WASHINGTON, D. C.

UNITED STATES OF AMERICA

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

Charge-storage techniques for pulse-height analysis. The low-duty cycles of many pulsed accelerators make high pulse rates necessary within the bursts in order to accumulate adequate data in a reasonable time. Not only do economic factors, as influenced by expensive machine time, dictate the use of high pulse rates, but purely technical considerations often make experiments unfeasible unless the pulses per burst are so numerous as to exclude the use of conventional pulse-height analysers. For these reasons much effort has been devoted to the development of high-speed pulse-height analysers for use with pulsed accelerators. Much of this work has been directed toward producing what we term a "charge-storage analyser" based on work conducted at the National Bureau of Standards. We have developed a charge-storage analyser that operates with the NBS 180-MeV synchrotron on a nuclear-absorption experiment for which the obstacles would otherwise be formidable. The analyser uses temporary electrostatic storage for the accumulation of pulse-height data during the machine bursts. During the dead intervals between bursts the contents of the temporary storage are analysed and transferred into a conventional magnetic core memory. The use of this technique for nanosecond pulses is discussed and data is presented to show its feasibility.

Techniques de stockage électrostatique pour l'analyse en amplitude d'impulsion. Comme la partie du cycle de travail effectivement utilisée dans un grand nombre d'accélérateurs nucléaires pulsés est très faible, il faut employer des fréquences de répétition élevées pendant les bouffées, si l'on veut accumuler suffisamment de résultats en un temps raisonnable. Non seulement les facteurs économiques — influencés par l'importance du temps de fonctionnement d'une machine coûteuse — imposent des fréquences de répétition élevées mais les expériences sont bien souvent irréalisables pour des raisons purement techniques, à moins que le nombre d'impulsions utilisées ne permettent de se passer d'analyseurs classiques des amplitudes d'impulsion. C'est pourquoi on a déployé de grands efforts pour mettre au point des analyseurs d'amplitude très rapides destinés à être couplés avec des accélérateurs pulsés. Une grande partie de ces travaux a été orientée vers la construction de ce que l'on peut appeler un analyseur avec stockage électrostatique des informations, celui-ci étant fondé sur des études entreprises par le National Bureau of Standards des Etats-Unis. Les auteurs ont achevé la construction d'un analyseur avec stockage électrostatique des informations qui est à présent utilisé avec le synchrotron de 180 MeV du NBS dans les expériences sur l'absorption nucléaire qui, faute de cet appareil, soulèveraient des difficultés quasi insurmontables. Il utilise un mémoire électrostatique temporaire pour accumuler des données sur l'amplitude des impulsions pendant les bouffées de l'accélérateur. Pendant le temps mort qui s'écoule entre les bouffées, les données stockées dans la mémoire temporaire sont analysées et transférées à une mémoire à tore magnétique de type classique. Les auteurs décrivent cette technique et présentent des données démontrant qu'elle est applicable aux impulsions du domaine de la nanoseconde.

Метод накопления заряда для амплитудного анализа импульсов. Низкие рабочие циклы многих импульсных ускорителей делают необходимыми высокие частоты следования импульсов во вспышках для сбора достаточных данных в течение разумного периода времени. Не только соображения экономии, на которые влияет дорогостоящее машинное время, заставляют использовать высокие частоты следования импульсов, но и чисто технические соображения часто делают невозможными эксперименты, если частота следования импульсов на вспышку недостаточно велика для того, чтобы исключить

использование обычных амплитудных анализаторов импульсов. По этим причинам много усилий уделено разработке высокоскоростных амплитудных анализаторов импульсов для использования с импульсными ускорителями. Значительная часть этой работы была направлена на создание того, что мы называем „анализатором накопления заряда“, основанного на работах, проводимых в Национальном бюро стандартов. Мы закончили создание анализатора накопления заряда, который эксплуатируется на синхротроне Национального бюро стандартов мощностью 180 мэв при проведении эксперимента по ядерной абсорбции, на пути осуществления которого, в ином случае, встретились бы огромные трудности. Анализатор использует временное электростатическое накопление для сбора данных по амплитуде импульсов во время машинных вспышек. Во время мертвых интервалов между вспышками содержание временного накопления анализируется и переводится в обычное накопление в магнитных сердечниках. Обсуждается использование этого метода для наносекундных импульсов и представлены данные, показывающие его осуществимость.

Técnicas de almacenamiento de cargas para análisis de amplitud de impulsos. Los bajos ciclos de trabajo de muchos aceleradores nucleares pulsantes obligan a que la densidad de impulsos sea muy elevada en cada ráfaga a fin de poder reunir suficiente número de datos en el menor tiempo posible, no solamente porque el funcionamiento del acelerador es oneroso, sino que, por motivos técnicos, muchos experimentos sólo son realizables si la densidad de impulsos por ráfaga es sumamente elevada, hasta el punto que excluya el uso de analizadores tradicionales de amplitud de impulsos. Por estos motivos fundamentales se han dedicado considerables esfuerzos al desarrollo de analizadores ultrarrápidos para emplearlos con aceleradores pulsantes. Gran parte de estos trabajos tuvieron por objeto la construcción de lo que los autores llaman un «anализador de almacenamiento de cargas» que se basa en investigaciones realizadas en el National Bureau of Standards (NBS). Los autores han construido un analizador de almacenamiento de cargas que se está empleando con el sincrotrón de 180 MeV del NBS en un experimento de absorción nuclear que, sin ese aparato, presentaría obstáculos considerables. El analizador almacena temporalmente por medios electrostáticos los datos de amplitud de impulsos durante las ráfagas del acelerador y en los intervalos entre ráfagas, analiza el contenido del almacenamiento temporal, para pasarlos seguidamente a una memoria convencional de núcleo magnético. Los datos presentados confirman la posibilidad de emplear esta técnica para impulsos del orden del nanosegundo.

I. Introduction

The low-duty cycles of many pulsed high-energy accelerators make high pulse rates necessary within the bursts in order to accumulate adequate data within a reasonable time. Not only do economic factors, as influenced by expensive machine time, dictate the use of high pulse rates, but purely technical considerations often make experiments unfeasible unless the pulse rate per burst is so great as to exclude the use of conventional pulse-height analysers. For these very compelling reasons a good deal of effort has been devoted to the development of high-speed pulse-height analysers for use with pulsed accelerators. It has been recognized that an economical solution to this problem might be provided by a temporary storage device that holds the pulse-height information until the dead interval between bursts of the accelerator provides an opportunity for leisurely analysis and the cataloging of the data. Much of the effort along this line has been directed toward producing what we term a “charge-storage pulse-height analyser” based on work conducted at the National Bureau of Standards. Work on such analysers, in which the data is stored as electrostatic charge on the phosphor of a cathode-ray tube, has been reported in several articles [1—6].

In the original work on charge-storage analysers, CUNNINGHAM [3] demonstrated the feasibility of the technique though he limited his analysis to one pulse per burst.

REAVES [4] proposed a television-type sweep-raster for analysing several pulses per burst and the use of Williams tube electrostatic permanent storage. The output is inherently integral and involves numerous decisions by the analyser compared to the number of pulses to be analysed. The excessive decisions required and the short time available for each sweep are serious shortcomings of this system.

PIEPER [5] reported work, which has since been terminated, on a charge-storage analyser rather similar to the one that we have developed.

KANDIAH [6] has used a barrier-grid tube in which the secondary electrons emitted from the phosphor are collected by a grid that is quite close to the phosphor. A barrier-grid tube is inherently capable of storing a large amount of information since the collection of the secondary electrons by the grid limits the disturbance of areas adjacent to the stored charge.

II. Description of charge-storage analyser

The charge-storage analyser developed at the National Bureau of Standards is a 200-channel instrument with a time resolution of about $2\ \mu\text{s}$ [1]. It is intended for use with NaI (Tl) scintillation spectrometers operated in conjunction with the NBS synchrotron and betatron. Operating experience indicated the need for some changes which have been made. The modified instrument has now been in operation for some time and its performance has been highly gratifying. The operation of this analyser will be described with reference to Figs. 1 and 2. The pulses to be analysed are applied to the vertical deflection-plates of a 5AD cathode-ray tube with P1 phosphor. As the electron beam-spot traverses the phosphor it ejects secondary electrons, leaving a line of charge on the phosphor. A pick-up plate made of a thin transparent plastic, on which a semi-transparent layer of nickel has been evaporated, is secured to the outside face of the tube. This plate serves as one plate of a capacitor and the tube phosphor as the other plate. During the dead interval between bursts an "analyse" ramp is applied to one of the vertical deflection-plates, sweeping the electron beam over the phosphor. As the electron beam sweeps past the charge discontinuity corresponding to the top of the pulse that had been stored, the change in phosphor potential is capacitively coupled through the pick-up plate to a pick-up-plate amplifier. It will be noted from Fig. 2 that the time-interval from the beginning of the analyse ramp to the output pulse is a linear measure of the amplitude of the stored pulse, a short interval correspond-

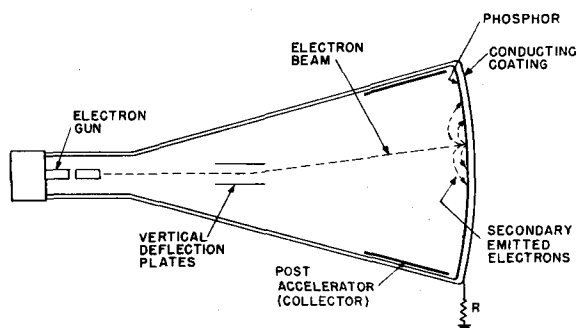


Fig. 1

Cathode-ray tube used as charge storage-type pulse-height analyser

ing to a high-amplitude pulse and a long interval to a low-amplitude pulse. The pulse amplitude has thus been converted to a time duration and is handled as in other pulse-height-to-time conversion analysers and stored in a magnetic-core memory [7].

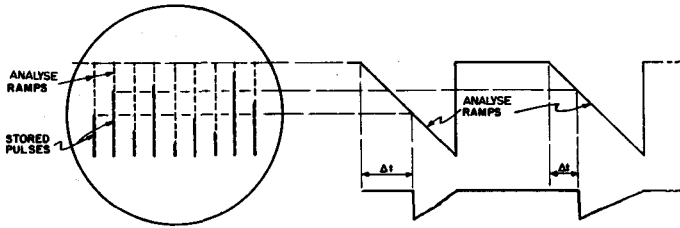


Fig. 2

Charge-storage system showing storage and analysis of nine pulses. The analyse ramp detects the charge discontinuity at the top of the stored pulse. The time interval Δt is a linear measure of the amplitude of the stored pulse; a short interval corresponding to a high amplitude pulse and a long interval to a low amplitude pulse. The analyse ramps are along the same vertical lines as the stored pulses but start at the top of the tube whereas the stored pulses start at the bottom

The storage and analysis of nine pulses during a burst are shown in Fig. 2. After a pulse has been stored, a staircase generator steps the electron beam a fixed amount horizontally to a position where it awaits the next pulse in the burst. After receiving a number of pulses equal to the capacity of the staircase generator during a burst, the analyser is unresponsive to additional pulses in the same burst.

During the dead interval between bursts, analyse ramps, positioned horizontally by the same staircase generator used in storing the pulses, sweep the tube as shown in Fig. 2. Whereas the pulses stored on the phosphor are written from bottom to top, the read ramp starts at the top and sweeps down to detect the charge discontinuity corresponding to the peak of the stored pulse.

The staircase generator capacity in the analyser that is in operation was selected to be nine per burst since this was conveniently obtainable and was adequate for the purpose. A greater capacity is, however, entirely feasible. The loss in counts due to limiting the staircase capacity to nine is about 1% at an average pulse-rate of 5 per burst, assuming a random distribution in time. Reference [1] includes a curve from which one can readily determine the loss at other pulse rates. The derivation is also included so that similar curves can be constructed for other staircase capacities.

III. Storage mechanism

The actual storage mechanism is quite complex. However, the following simplified picture presents the salient points. The 5ADP1 tube used is operated with the anode and the post accelerator (which serves as a secondary electron collector) at ground potential and the cathode at minus 1630 V. With this accelerating potential the ratio of secondary electron emission to primary electrons is greater than unity. After the reading-sweep pattern has been applied to the phosphor several times, the equilibrium charge pattern along a reading sweep is as shown in Fig. 3 [8].

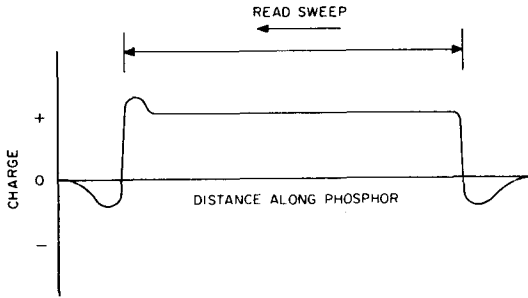


Fig. 3

Equilibrium-charge pattern along reading sweep on CRT phosphor

During the write period the collector (post accelerator) potential is made about 80 V positive to collect the secondary electrons from the phosphor. When a pulse to be analysed is applied to the deflection plates of the CRT an intensifying pulse is applied to the CRT grid and the electron beam is swept along the same path covered by the reading beam. Since the secondary electrons are removed by the collector and are thus prevented from falling back on to the phosphor, the phosphor becomes more positively charged along the path travelled by the beam as shown in Fig. 4.

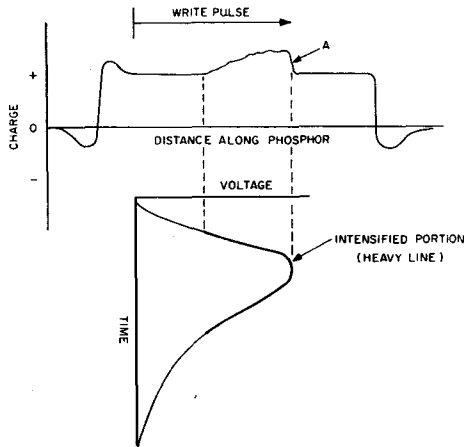


Fig. 4

Charge-pattern along pulse-write sweep on CRT phosphor

When the next read-sweep traverses this path, the collector is again at ground potential. While the beam is travelling along the portion of the path not altered by the previous write-pulse, on the average one secondary electron must escape for each incident primary electron since these portions of the phosphor are still charged to the equilibrium potential. When the beam encounters the portions of the path which were charged to a potential

higher than the equilibrium potential by the write-pulse, most of the secondary electrons fall back on the path, thereby removing more than 90% of the stored signal. This change is capacitively coupled to the pick-up plate attached to the face of the CRT, and the sharp discontinuity at point "A" in Fig. 4 is used to signal that the ramp has reached the peak of the stored pulse. The potentials applied to the 5ADP1 CRT are shown in Table I.

TABLE I
5ADP1 CRT VOLTAGES WITH RESPECT TO CATHODE

	During store	During analyse
1st anode	1630	1630
Post accel.	1630 + 70	1630 + 0
Grid	-50*	-50**

* —20V during writing of a pulse

** —35V during read ramps

IV. Modifications to the early analyser

Single-ended deflection of the vertical plates on the NBS analyser was abandoned in favour of push-pull deflection because of the trapezoidal distortion and defocusing encountered with single-ended deflection. The analyser also exhibited base-line shift and a scattering of spectral data points that exceeded predicted statistical fluctuations.

The base-line shift problem was eliminated by highly stabilizing the DC levels where the pulses to be analysed and the analyse ramps are mixed. The scattering of the spectral data was attributed to numerous small imperfections in the phosphor. In order to average out these imperfections a "wobbler" circuit has been added which slowly moves the entire read and write pattern up and down the phosphor, covering the equivalent of about 30 channels over a one-minute cycle. This has reduced the scattering to within statistical expectations. The reading error introduced by the wobble is less than $\frac{1}{2}\%$ of a channel.

V. Spectra obtained

Figs. 5, 6 and 7 represent data taken with the analyser. Fig. 5 is a spectrum of scattered radiation from a synchrotron with a 100- μ s burst duration. The curve, taken at a pulse rate of 5.6 per burst, matches well the circles that represent data taken at one pulse per burst, normalized at the peak. Fig. 6 is a caesium-137 spectrum. It will be noted that the energy zero is at the right since reading down to the peak of the pulse, as shown in Fig. 2, gives the complement of the pulse height.

Fig. 7 shows a 90-MeV bremsstrahlung spectrum transmitted through 350 cm of water. The dip due to oxygen nuclear absorption is clearly indicated. This is raw uncorrected data taken with the charge-storage analyser using the spectrometer described by ZIEGLER *et al.* [9]. Excellent statistics and high stability are required in experiments of this type to show the details of the nuclear absorption dip. Whereas such data are

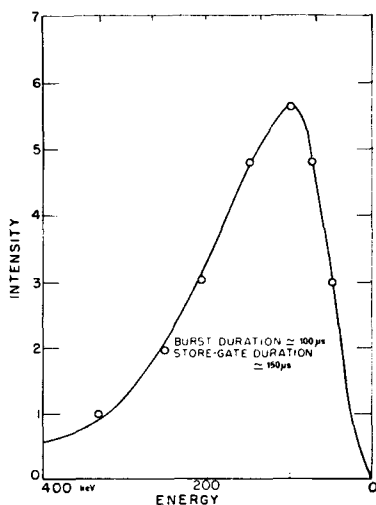


Fig. 5

Spectrum of scattered radiation from synchrotron beam taken with charge-storage analyser. The solid curve was taken at 5.6 pulses per burst. The circles represent data taken at one pulse per burst, normalized at the peak for comparison with the solid curve

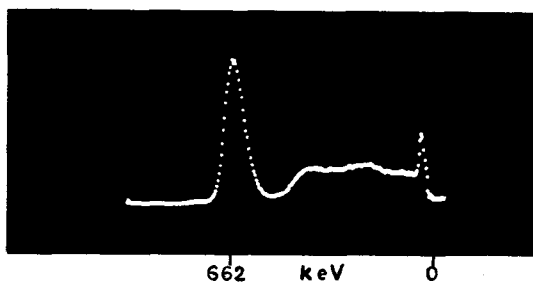


Fig. 6

Caesium-137 spectrum taken with charge-storage analyser. The 32-keV barium X-ray peak is at the right and the 662-keV caesium peak at the left

accumulated in about two days with the charge-storage analyser, it would require about two weeks with a conventional analyser, assuming that a conventional analyser would remain sufficiently stable for that length of time.

VI. Nanosecond pulse analysis

The charge-storage technique lends itself to use with much faster pulses than the $\frac{1}{2}$ - μ s pulses currently being used. The data in Fig. 8 has been presented previously to show the potentialities of this method of pulse-height analysis for nanosecond pulses [2]. This data was taken with a 5ADPI CRT which is not an ideal tube for such fast pulses.

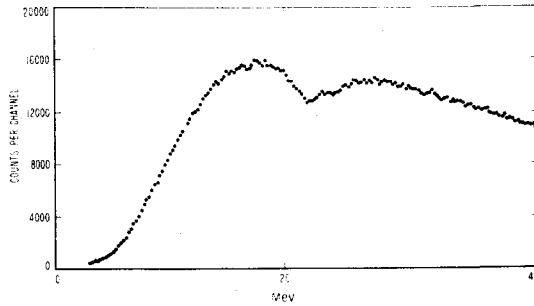


Fig. 7

Raw data for 90-MeV bremsstrahlung spectrum transmitted through water, showing oxygen nuclear absorption

The ordinate represents direct measurement on film of the location of the zero crossover of the pick-up-plate output pulse. Linearity is good for pulse durations exceeding 5 ns. When replotted as a function of actual input amplitude, rather than pulse-generator reading, the curves for the 2, 5 and 25-ns pulses are essentially coincident over much of their range. The resolution that is obtainable is of course dependent on the signal-to-noise ratio, which is much poorer for nanosecond pulses than for wider pulses. An idea of the signal-to-noise ratio can be obtained from Fig. 9, which shows the output of the pick-up plate for a 5-ns pulse. It should be noted that, since the slope of the pulse, not its magnitude, is of primary interest, the pertinent signal-to-noise ratio is not directly determined from this Figure.

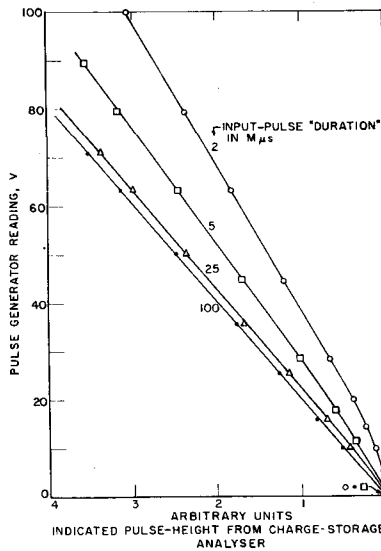


Fig. 8

Response of 5ADP1 CRT for nanosecond pulses

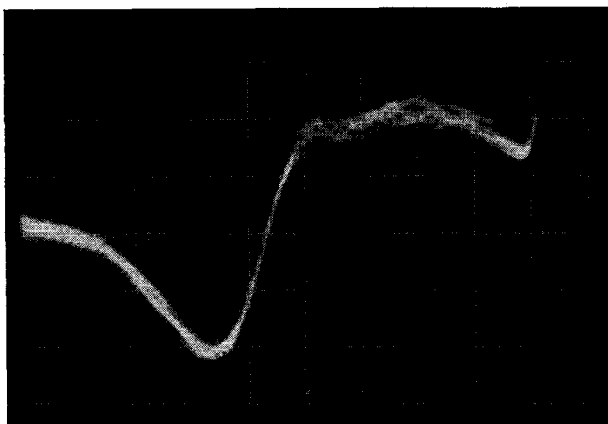


Fig. 9

Output of pickup plate with 5ADP1 CRT for a 5-ns pulse. Vertical scale $1/8$ MV/division.
Horizontal scale 5- μ s/division

Our current interest in charge-storage analyser techniques is for pulses with durations of 10 to 50 ns. With 10-ns pulses a time-resolution of 40 ns should be feasible. For high-speed operation we plan to use a tube with distributed vertical plates of $450\text{-}\Omega$ impedance. We are planning to investigate the use of a CRT in which the pick-up plate will be on the inner surface of the glass with the phosphor deposited directly over the pick-up plate. The plate will be a semi-transparent coating of tin oxide. If it should prove necessary to increase the resistance between the charged phosphor surface and the pick-up plate, this can be done by the use of a thin intervening coating of magnesium fluoride.

Our original intention for high-speed pulses was to work single-ended, with the pulses to be analysed applied to one of the vertical deflection plates and the read ramps applied to the other. However, as pointed out earlier, this causes trapezoidal distortion and defocusing. These problems can be eliminated by working push-pull with an arrangement such as shown in Fig. 10. The necessary mixing of the pulse-input circuit and the read-ramp circuit and the matching of the low-impedance distributed plates of the CRT cause a considerable loss in ramp amplitude. However, this is nearly compensated for by the increased sensitivity of the distributed plate CRT as compared with the 5ADP1.

Alternatively, it is possible to run the CRT single-ended with the input pulses and the read-ramp mixed on a single deflection plate as shown in Fig. 11. This will result in some loss in signal amplitude but will improve in termination and will eliminate the need for pulse transformers.

A high-speed charge-storage analyser will require a consistently fast staircase generator. The beam-switching tube-staircase generator currently being used is not suitable for this purpose. A series-connected tunnel diode-scaler [10] looks promising for this application.

It is anticipated that the ultimate speed capabilities of a charge-storage analyser are greater than can be fully utilized by NaI(Tl) spectrometers since the severity with which one can clip the pulses and still retain acceptable pulse-height resolution is

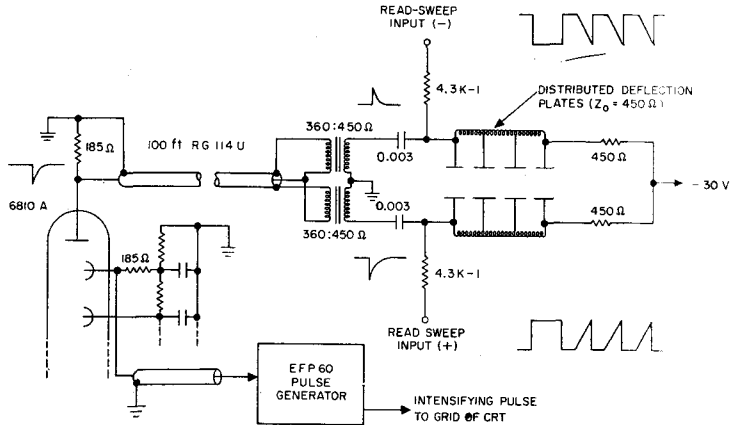


Fig. 10

Circuit for push-pull operation of distributed plate CRT as charge-storage analyser

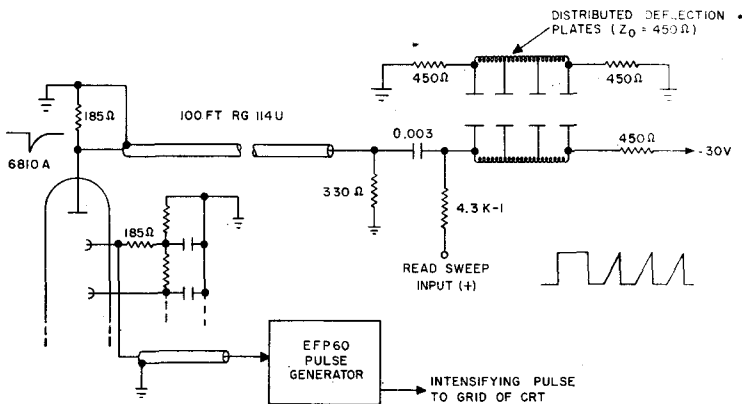


Fig. 11

Circuit for single-ended operation of distributed plate CRT as charge-storage analyser

limited by the statistics associated with the photoelectron emission from the photocathode of the photomultiplier. Although about 1000 photoelectrons are emitted from the photocathode per MeV of gamma radiation absorbed in sodium iodide when there is no clipping loss [11], the 250-ns rise of sodium iodide [12] results in a drastic reduction in this number when the pulses are clipped hard. For this reason, the higher the energy of the radiation being analysed, the shorter the time resolution that can be utilized.

This work was supported by the United States Atomic Energy Commission.

REFERENCES

- [1] COSTRELL, L. and BRUECKMANN, R. E., *Nucl. Instr.* **3** (1958) 350.
- [2] COSTRELL, L. and BRUECKMANN, R. E., Proceedings of Second Symposium on Advances in Fast-Pulse Techniques for Nuclear Counting, Lawrence Radiation Laboratory, University of Calif., Berkeley, Calif., UCRL-8706. Published by Lawrence Radiation Laboratory (1959) 31.
- [3] CUNNINGHAM, J. A., National Bureau of Standards Report, NBS-3258 (1954).
- [4] REAVES, J. H., *Nucl. Instr.* **2** (1958) 136.
- [5] PIEPER, G. F., "L'Electronique Nucléaire — Nuclear Electronics" **1**, IAEA, Vienna (1959) 225.
- [6] WELLS, F. H., Proceedings of Second Symposium on Advances in Fast-Pulse Techniques for Nuclear Counting, Lawrence Radiation Laboratory, University of Calif., Berkeley, Calif., UCRL-8706. Published by Lawrence Radiation Laboratory (1959) 29.
- [7] SCHUMANN, R. W. and McMAHON, J. P., *Rev. Sci. Instr.* **27** (1956) 675.
- [8] CHANCE, B. *et al.*, "Waveforms" (Radiation Laboratory Series No. 19), McGraw-Hill Book Co., New York (1949) 707.
- [9] ZIEGLER, B., WYCKOFF, J. M. and KOCH, H. W., *Bull. Am. Phys. Soc.*, Series II, **6**, No. 1 (1961).
- [10] SPIEGEL, P., *Rev. Sci. Instr.* **31** (1960) 754.
- [11] COLGATE, S. A., *Rev. Sci. Instr.* **30** (1959) 140.
- [12] MORTON, G. A., "L'Electronique Nucléaire — Nuclear Electronics" **1**, IAEA, Vienna (1959) 3.

МНОГОКАНАЛЬНАЯ ЗАПИСЬ СПЕКТРА ИМПУЛЬСОВ НА ЭКРАНЕ ЭЛЕКТРОННО- ЛУЧЕВОЙ ТРУБКИ У АНАЛИЗАТОРА С ФЕРРИТОВОЙ ПАМЯТЬЮ

ШТИРАД РУМЛЕР

Институт ядерного исследования Чехословацкой Академии Наук, Ржеж
Чехословацкая Социалистическая Республика

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

Multi-channel recording of a pulse spectrum on the screen of a Williams tube used with a ferrite memory analyser. The paper describes a block-diagram of programme circuits with which it is possible to obtain a multi-channel trace of an expanded pulse-spectrum analysis on the screen of a Williams tube used in combination with a static ferrite memory.

The conventional methods of direct recording on a Williams tube are in some cases unsatisfactory with the type of analyser in question, the trace being insufficiently clear, especially for the analysis of intermittent pulse cascades with a low-repetition frequency and a small average number of pulses. This is because the information to be read is interpreted in the channel straight from the adding circuits and address circuits with direct recording on the screen. The direct recording is unsuitable owing to the small average number of pulses and the statistically intermittent distribution.

In this regard, the method proposed is better. The quality of the recording depends neither on the shape of the spectrum nor on the pulse-counting rate. This method is used in a 256-channel analyser with a ferrite memory of dead-time 15 μ s. An oscillographic trace, with a period equal to that of the spectrum analysis cycle, is produced periodically at a frequency of 50 cycles per second. The period of the trace cycle is approximately 4 ms, i.e. 20% of the total duration of the working-cycle of the analyser. In the case of analysers with a smaller number of channels and with a memory of shorter dead-time, the time for the oscillographic recording is only a few percent of the duration of the working-cycle of the analyser.

Enregistrement du spectre d'impulsion sur l'écran d'un tube de Williams au moyen d'un analyseur multicanal à mémoire en ferrite. L'auteur décrit un bloc-diagrammes des circuits de programmation qui, associés à une mémoire statique en ferrite, permettent l'enregistrement multicanal, sur l'écran d'un tube à rayons cathodiques, du spectre formé par les impulsions à analyser.

Il est apparu que dans certains cas, les procédés habituels d'enregistrement direct sur un tube de ce genre sont imparfaits lorsqu'on utilise un sélecteur du modèle mentionné. Cet enregistrement n'est pas assez précis, notamment lorsqu'on analyse des «cascades» intermittentes caractérisées par une basse fréquence de répétition et une faible moyenne du nombre des impulsions. La raison en est que le déchiffrement de l'information fournie s'effectue dans le canal à partir des circuits additionneurs et des circuits «adresse», l'enregistrement se passant directement sur l'écran. L'insuffisance de l'enregistrement direct s'explique par la moyenne faible du nombre des impulsions et par leur distribution statistique.

La méthode proposée se révèle dans le cas considéré comme plus satisfaisante; en effet, la qualité de l'enregistrement ne dépend ni de la forme du spectre ni de la vitesse de comptage des impulsions. Elle est utilisée dans le sélecteur à 256 canaux dont la mémoire en ferrite présente un temps mort de 15 microsecondes. Le cycle de la représentation oscillographique alterne périodiquement avec celui de l'analyse du spectre à mesurer, la fréquence de base étant de 50 Hz. Le temps nécessaire à l'enregistrement oscillographique est d'environ 4 millisecondes soit 20% de la durée totale du cycle d'utilisation du sélecteur dans les sélecteurs ayant un nombre de canaux plus petit et une mémoire en ferrite à temps mort plus court; la durée de l'enregistrement oscillographique ne représente qu'un faible pourcentage de la durée du cycle d'utilisation.

Запись спектра импульсов на экране электронно-лучевой трубки многоканального анализатора с ферритовой памятью. В докладе будет описана блок-схема программных цепей, позволяющих осуществлять многоканальную запись возрастающего спектра анализируемых импульсов на экране электронно-лучевой трубки, в комбинации со статической ферритовой памятью.

Общепринятые способы непосредственной записи на электронно-лучевой трубке являются в некоторых случаях несовершенными в анализаторах указанного типа. Запись оказывается недостаточно четкой особенно при анализе временных „каскадов“ импульсов с низкой частотой повторения и с низким средним числом импульсов. Причиной является дешифровка отчитываемой информации в канале прямо из суммирующих цепей и из адресных цепей с непосредственной записью на экране. Непригодность непосредственной записи дана низким средним числом и статистическим временным распределением импульсов.

Предложенный способ оказывается в данном случае более пригодным, качество записи не зависит ни от формы спектра, ни от скорости счета импульсов. Этот способ используется у 256-канального анализатора с мертвым временем ферритовой памяти, равным 15 микросекундам. Цикл осциллографического изображения чередуется периодически с частотой повторения 50 гц с циклом анализа измеряемого спектра. Время осциллографирования равно примерно 4 миллисекундам, т.е. 20% общей продолжительности рабочего цикла анализатора. В анализаторах с меньшим числом каналов и с более коротким мертвым временем памяти, время осциллографической записи составляет лишь несколько процентов продолжительности рабочего цикла анализатора.

Registro multicanal del espectro de los impulsos en la pantalla del tubo electrónico, en un analizador con memoria de ferrita. Se describe un diagrama de conjunto aplicable al establecimiento de programas operativos que permiten el registro multicanal de un espectro creciente de impulsos analizados en la pantalla del tubo electrónico, en combinación con una memoria estática de ferrita.

Los dispositivos comunes de registro directo en el tubo electrónico, en algunos casos, resultan imperfectos en un analizador del tipo indicado. Se comprueba que el registro no es suficientemente claro, especialmente cuando se trata de analizar «cascadas» de impulsos momentáneos con baja frecuencia de repetición y cuyo promedio de impulsos es reducido. La causa reside en el dispositivo descifrador de la información leída en el canal directamente a partir de los circuitos sumadores y de los circuitos direccionales con registro inmediato en la pantalla. La ineptitud del registro inmediato es debida al bajo promedio y al tiempo estadístico de distribución de los impulsos.

El dispositivo propuesto resulta más eficaz en este caso porque la calidad del registro no depende de la forma del espectro ni de la velocidad del recuento de los impulsos. Se utiliza este dispositivo en un analizador de 256 canales con una memoria de ferrita cuyo tiempo muerto es igual a 15 μ s. Los ciclos de la representación oscilográfica alternan periódicamente, con una frecuencia de repetición de 50 Hz, con el ciclo de análisis del espectro medido. El tiempo de inscripción del oscilógrafo es aproximadamente igual a 4 ms, es decir, un 20 por ciento de la duración ordinaria del ciclo de trabajo del analizador. En analizadores cuyo número de canales es menor y el tiempo muerto de memoria es más corto, el tiempo del registro oscilográfico representa apenas un pequeño porcentaje de la duración del ciclo de trabajo del analizador.

В анализаторах с ферритовой памятью непосредственная запись анализируемого спектра импульсов на экране электроннолучевой трубки оказывается в некоторых случаях несовершенной. Особенно при анализе временных „каскадов“ импульсов с низкой частотой повторения и с низким средним числом запись недостаточно четка по следующим причинам: запись является непосредственной. Отсчитываемые данные в канале обычно декодируются непосредственно из адресных и сум-

для автоматического перевода адресных и суммирующих контуров в исходное состояние, т. е. O и O' . Цикл измерения спектра чередуется автоматически с циклом осциллоскопической записи на экране с частотой повторения 50 гц.

Взаимодействие программных контуров при осциллоскопическом изображении происходит следующим образом: импульс, синхронизируемый частотой 50 гц и формируемый блокинг-генератором $БГ_1$ переводит триггер T_1 с запаздыванием 15 μ сек (запаздывающий контур $З_4$) и триггер T_2 в их другое устойчивое положение. Триггер T_1 запускает временную развертку $ВР$ и блокирует вход конвертора блокировкой $БК$. Триггер T_2 закрывает блокировку $Б_1$, $Б_3$ и открывает блокировку $Б_2$. Таким образом блокируются импульсы для причитания единицы и для сброса адресного счетчика O' и делается возможным модулирование интенсивности луча мониторной трубки. Триггер T_2 также запускает осциллятор $СО$, который имеет частоту 66,6 кГц. На выходе блокинг-генератора $БГ_2$ появляется серия 257 импульсов. Временной промежуток между двумя импульсами в серии равен 15 μ сек. В схеме антисовпадения $АС$ исключается из серии 257 импульсов последний импульс и серия 256 импульсов приводится как на вход адресного контура A , так и на вход программных контуров ($Б_1$). Командные импульсы программных контуров и временные запаздывания реализуются при помощи системы взаимосвязанных одновибраторов с продолжительностью импульсов, отмеченной на рисунке. Запись на экране производится постепенным переходом от одного канала к другому и синхронизируется серией 256 импульсов. Входная блокировка конвертора закрывается на 15 μ сек раньше, чем первый импульс из серии 256 запустит одновибратор $В_1$. Время выжидания 15 μ сек необходимо для эвентуального окончания серии программных импульсов в измерительном интервале перед циклом осциллоскопической записи.

Осциллоскопическая запись заканчивается „стоп-импульсом“ 256, полученным из адресных контуров и запаздывающим в результате действия контуров $З_5$ и $В_7$ на 15 μ сек. После сброса показания адресного счетчика импульсом из одновибратора $В_7$ возвращает „стоп-импульс“ триггеры T_1 и T_2 в их исходное устойчивое состояние. Триггер T_1 дает импульс для окончания хода временной развертки и открывает входную блокировку конвертора. Триггер T_1 открывает блокировку $Б_1$ и $Б_3$ и закрывает блокировку $Б_2$. „Стоп-импульс“ дальше приводится в схему антисовпадения $АС$. Таким образом исключается последний нежелательный импульс из серии 257 импульсов. Анализатор снова готов к измерению. Так периодически с частотой 50 гц чередуется цикл осциллоскопической записи с измерительным циклом.

Время, необходимое для осциллоскопической записи данных, хранимых в памяти всех 256 каналов равно $256 \cdot 15 + 15 = 3855 \mu$ сек, т. е. меньше 20% общей продолжительности рабочего цикла анализатора. У анализаторов с более коротким мертвым временем памяти, или с меньшим числом каналов, составит время осциллоскопической записи только несколько процентов общей продолжительности рабочего цикла анализатора. Некоторый недостаток описанного способа, связанный с относительно большим мертвым временем анализатора, в таком случае отпадает.

На подобном принципе автоматической записи „возрастающего“ спектра импульсов работают некоторые анализаторы с памятью типа „потенциалоскоп“ [2]. У такого типа анализаторов цикл осциллокопирования проходит обычно параллельно с циклом регенерации записи в памяти потенциалоскопа. Время, необходимое для осциллоскопической записи, здесь, как правило, больше. Оно

зависит от частоты регенерации записи и от скорости „серийного“ чтения данных из памяти, которая является более медленной, чем у параллельной памяти с ферритовыми сердечниками.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] RENWICK, W., Convention on Ferrites, Session on Square Loop Application — I (1956) 436.
- [2] МЕЛЬНИКОВ, Г. П., АРТЕМЕНКОВ, Л. И., ГОЛУБЕВ, Ю. М., „Приборы и техн. эксперимента“ (1957) 57.

DISCUSSION

G. L. Miller (United States of America): Would Mr. Costrell outline the advantages and disadvantages of barrier-grid tubes as compared with conventional Williams storage tubes for this application?

L. Costrell (United States of America): I fear that you have asked me for something I cannot do. Let me simply repeat that a barrier grid collects the secondary electrons very shortly after they are emitted from the phosphor and therefore there is no essential disturbance of the adjacent areas of the phosphor. In addition, the path for the secondary electrons to the barrier grid is considerably shorter than it is in our case, where we use the post accelerator. Nevertheless, we encountered some difficulties in using the barrier-grid tube and for analogue storage our results using the barrier grid were no better than with the conventional tube, so we abandoned it. One advantage the experimentalist will certainly have with the conventional 5ADP1 tube is that one can see what is going on on the screen. Perhaps I should also point out that our analyser, which we consider a slow-speed version, has a 2- μ s resolution and 200 channels. I am sorry I could not answer your question more fully.

K. Kandiah (United Kingdom): I should like to make a comment on the last question. We have tried both barrier-grid tubes and Williams-type tubes as temporary stores, and in our opinion there are two important factors to be considered. First there is the minimum useful writing time. In both tubes the charge collected as signal is effectively equal to the charge originally deposited. In the case of the Williams tube, however, the charge is then collected on a small capacitance, while with the barrier-grid tube, using so-called backing-plate reading, the charge is collected on a very large capacitance so that the signal is very much smaller. However, there is the possibility of collector reading on a barrier-grid tube, with the same capacitance for the signal electrode as in the case of the Williams tube and our measurements indicate that the effective sensitivity—i.e. the shortest signal which you can successfully write and read off—is then pretty well the same in both cases. To use collector reading successfully in the case of the barrier-grid tube, it is necessary to get a very good tube, but the cost of a barrier-grid tube is about 30 times the cost of a cathode-ray tube. The second point is the problem of disturbance through random signals on reading out. In the case of the cathode-ray tube the random signals are due to non-uniformity of the phosphor and in the case of the barrier-grid tube they are due to non-uniformity of the target and the grid. Our experience is that here again the difference between the two is very small. We use the barrier-grid tube because we can get a complete tube which behaves in a fairly well-defined manner, with fairly high spatial resolution and a fairly large capacity in terms of pulses that can be stored.

L. Costrell: I would like to comment on this matter of phosphor uniformity. When this analyser was first put to work we found that the scatter in the spectrum was much greater than would be expected on the basis of the statistics. We attributed this to small imperfections in the phosphor and we have eliminated the trouble fairly well by adding what we call a "wobbler" circuit, which wobbles the entire pattern up and down through about 30 channels, thus integrating out any small imperfections. With this modification, the scatter we obtain is entirely within statistical expectations. We wobble the pattern with a frequency of one cycle per minute, so the maximum error introduced in the pulse amplitude is less than 0.5% of a channel width.

G. I. Zabiyaikin (USSR): Two years ago, in collaboration with the Physics Institute of the USSR Academy of Sciences (I. V. Shtranikh), we designed a fast analyser which employed, as memory, a normal Williams-type tube with a graticule before the screen. However, the method we followed differed from that presented here: We used the top of the input pulse for amplitude storage, and the tube fluoresced at the moment the maximum amplitude was reached. We also noticed that in such a tube there are fluctuations due to the non-uniformity of the phosphorus. Using this method of pulse indication a high amplitude could be obtained at the outlet, but unlike what we heard today, the method was somewhat complicated with regard to the electronic circuits for determining the height of the pulse. This analyser was constructed in the Joint Institute of Dubna and is being used there at the present time.

L. Costrell: I would like to ask for a little information on this analyser at Dubna—a few characteristics.

G. I. Zabiyaikin: This work was described in reports published by the Joint Institute at Dubna in 1960. I am afraid I cannot give detailed characteristics at the moment. In 1959 we had a time resolution of approximately 200 μ s, which was sufficient for our purposes; the tube employed an analogous method of amplitude storage, whereby up to 6 pulses per cycle could be stored. We also had a pre-amplifier and a logic circuit. On the screen, when the analyser was in operation, the linear sweeps were seen which allowed control.

A TRANSISTORIZED 1024-CHANNEL NEUTRON TIME-OF-FLIGHT ANALYSER

G. GIANNELLI
EUROPEAN ATOMIC ENERGY COMMUNITY
CCR, ISPRA,
ITALY

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

A transistorized 1024-channel neutron time-of-flight analyser. A transistorized 1024-channel neutron time-of-flight analyser is described. This instrument has been divided in two fully independent parts: the analogue-to-digital converter (ADC) that measures the time-of-flight and the 1024-channel ferrite-core memory. In this way the output signals coming from the ADC can be recorded on a magnetic tape together with the output from other ADCs which measure other physical quantities related to the same nuclear event, with an overall number of channels higher than the capacity of the memory. The AD converter is provided with a temporary memory that, by its regularizing action on the signals rate, (1) when the AD converter, directly connected to the 1024-channel memory, allows a dead time of only $0.5 \mu\text{s}$, and (2) when the AD converter drives a magnetic tape recorder and allows a better utilization of the magnetic tape itself.

The temporary memory has a capacity of four numbers of up to sixteen bits.

The channel-width of the analyser is variable from 0.5 up to $48 \mu\text{s}$. The 1024 channels can be divided in two contemporary groups of 512, each connected to two detectors. The temporary memory allows contemporary recordings of signals into the two groups. The channels can also be subdivided over the time-of-flight in two groups of which the first (of 16 channels) is used to record the true zero time of the time-of-flight, while the second group can be set in any position over the total time-of-flight interval. The number of channels used in the recording of the time-of-flight can be reduced in order to record another quantity with 1024 overall channels.

The logical design of the instrument is described. In the design advantage has been taken of the possibilities offered by the transistorization and the related mechanical construction systems in order to produce a most flexible instrument and one in which future modifications or extensions, which may be required by the experimenters, are feasible.

Sélecteur transistorisé de temps de vol pour neutrons, à 1024 canaux. L'auteur décrit un sélecteur transistorisé de temps de vol pour neutrons, à 1024 canaux. Cet appareil comporte deux éléments complètement indépendants: un convertisseur de données analogiques en données numériques (CAN) qui mesure le temps de vol et une mémoire à ferrites de 1024 canaux. Les signaux de sortie provenant du CAN peuvent ainsi être enregistrés sur un ruban magnétique en même temps que les signaux de sortie d'autres CAN qui mesurent d'autres données physiques, associées au même événement nucléaire, le nombre total des canaux étant plus élevé que la capacité de la mémoire. Le CAN est muni d'une mémoire temporaire qui, par son action régularisatrice sur le rythme des signaux: 1) permet d'obtenir un temps mort de $0,5 \mu\text{s}$ seulement lorsque le convertisseur est directement branché sur la mémoire à 1024 canaux, et 2) permet une meilleure utilisation du ruban magnétique lorsque le convertisseur entraîne un enregistreur à ruban magnétique.

La mémoire temporaire peut enregistrer jusqu'à quatre nombres composés de 16 chiffres binaires au maximum.

La largeur des canaux du sélecteur peut varier de $0,5$ à $48 \mu\text{s}$. Les 1024 canaux peuvent être divisés en deux groupes — fonctionnant simultanément — de 512 canaux, reliés chacun à un détecteur. La mémoire temporaire permet l'enregistrement simultané des signaux dans les deux groupes. Les canaux peuvent également être subdivisés par rapport au temps de vol en deux groupes dont le premier (16 canaux) sert à enregistrer le point zéro, le deuxième pouvant être placé en un point quelconque de l'intervalle total du temps de vol. On peut réduire le nombre de canaux utilisés pour l'enregistrement du temps de vol de façon à enregistrer également une autre quantité avec l'ensemble des 1024 canaux.

L'auteur explique le principe logique selon lequel l'appareil a été construit. Au cours de la conception on a tiré parti des possibilités offertes par la transistorisation et des avantages mécaniques qui en découlent afin de mettre au point un appareil extrêmement souple qui puisse se prêter aux modifications ou extensions que les recherches pourraient souhaiter introduire.

Нейтронный анализатор времени пролета с 1024 каналами и с переводом схемы на транзисторы. Дается описание нейтронного анализатора времени пролета с 1024 каналами и с переводом схемы на транзисторы. Этот прибор был разделен на две абсолютно независимые части: аналог к цифровому преобразователю (АЦП), который измеряет время пролета, и 1024-канальное накопительное устройство на ферритовых сердечниках. Таким путем выходные сигналы, поступающие из АЦП, могут быть зарегистрированы на магнитной ленте вместе с выходными сигналами из других АЦП, измеряющих другие физические количества, относящиеся к тому же ядерному превращению при общем количестве каналов, превышающем мощность накопительного устройства. Аналог цифрового преобразователя снабжен временным запоминающим устройством, которое благодаря своему регулированию скорости сигналов: 1) позволяет достичь величины мертвого времени лишь $0,5 \mu$ в секунду, когда аналог цифрового преобразователя связан непосредственно с 1024-канальным накопительным устройством; и 2) способствует лучшему использованию самой магнитной ленты, когда аналог цифрового преобразователя приводит в действие магнитофон.

Временное запоминающее устройство обладает способностью запоминать с четырехкратной точностью (вплоть до шестнадцати двоичных разрядов).

Ширина канала анализатора колеблется от $0,5$ до $48 \mu s$. 1024 канала могут быть разделены на две одинаковые группы по 512 каналов, каждая из которых соединяется с двумя детекторами. Временное запоминающее устройство допускает одновременную запись сигналов двумя группами. Каналы могут быть также подразделены по времени пролета на две группы, из которых первая группа (16 каналов) используется для записи чисто нулевого времени пролета, тогда как вторая группа может быть использована в любой позиции по общим интервалам времени между пролетами. Число каналов, используемых для записи времени пролета, может быть сокращено для того, чтобы записывать также другие величины с помощью всех 1024 каналов.

Дается описание логической конструкции прибора. В конструкции были использованы возможности, которые предоставляют транзисторизация и системы соответственной механической конструкции для того, чтобы можно было обеспечить наиболее гибкое действие прибора. Этот прибор должен быть таким, чтобы позволять внесение будущих изменений и проведение усовершенствования, которые могут потребоваться в результате экспериментов.

Aparato transistorizado de 1024 canales para analizar tiempos de vuelo de neutrones. Se describe un aparato transistorizado de 1024 canales para analizar tiempos de vuelo de neutrones. El aparato se divide en dos partes completamente independientes: el convertidor analógico-digital (CAD), que mide el tiempo de vuelo, y la memoria de núcleos de ferrita de 1024 canales. De este modo, las señales que salen del CAD pueden ser registradas en cinta magnética junto con las señales de otros CAD que miden otras magnitudes físicas relacionadas con el mismo suceso nuclear, con un número total de canales superior a la capacidad de la memoria. El CAD tiene una memoria temporal que por su acción reguladora del ritmo de los impulsos permite: 1) obtener un tiempo muerto de sólo $0,5$ microsegundos cuando el CAD está conectado directamente a la memoria de 1024 canales, y 2) aprovechar mejor la cinta magnética cuando es el propio CAD quien acciona el registrador magnético.

La memoria temporal tiene una capacidad de cuatro números de hasta 16 dígitos.

La amplitud de los canales del analizador se puede variar desde $0,5$ hasta 48 microsegundos. Los 1024 canales se pueden dividir en dos grupos simultáneos de 512 canales, conectado cada uno a dos detectores. La memoria temporal permite registrar señales simultáneamente en ambos grupos. También se pueden subdividir los canales en dos grupos según el tiempo de vuelo;

el primero (de 16 canales) se emplea para registrar el origen de tiempos de vuelo, y el segundo se puede colocar en cualquier posición a todo lo largo del intervalo de tiempos de vuelo. El número de canales empleados para registrar tiempos de vuelo se puede reducir para poder registrar simultáneamente otra magnitud en el total de 1024 canales.

El autor describe el diseño lógico del instrumento, que aprovecha las posibilidades que ofrecen los transistores con una oportuna disposición mecánica, para lograr un instrumento de gran adaptabilidad y que sea posible modificar o ampliar si lo precisaran los experimentadores.

Introduction

This transistorized 1024-channel time-of-flight analyser will be used with the fast chopper that is under construction in Ispra by the CNEN.

The analyser is divided in two parts:

- (1) An analogue-to-digital converter (ADC) with 1024 maximum channels that measures the time-of-flight; and
- (2) A 1024-words permanent memory with arithmetic unit; because it is desired to make x - y measurements with an overall number of channels higher than 1024.

The two instruments are fully independent so that they can also be used separately. In such a case the output from the ADC, together with additional digital information obtained by ADCs of other quantities connected with the same event (height of pulses, angles etc.), can be stored on magnetic tape.

Afterwards the magnetic tape can be repeatedly read by the memory in order to classify the events. All the events of a group of 1024 channels can be sorted out and classified in every reading of the magnetic tape.

Analogue-to-digital converter

The basic block diagram is given in Fig. 1. The ADC has been provided with a temporary store that has the following advantages:

(1) The dead time of the analyser is determined by the write-time of the temporary store only, not by the operation cycle of the permanent memory, so that (a) very short dead times can be achieved; in this instrument the temporary storage is made on flip-flops that have a write time of 10^{-7} s; and (b) the ADC can drive permanent stores having a different and variable write-time, for instance with the magnetic tape running at various speeds.

(2) The channel address-scaler, that measures the time-of-flight, has a parallel drive of all binaries through gates in order to reduce the settling time to a minimum. With binaries and gates using 2N501 transistors, an overall settling time of 6×10^{-8} s has been obtained. This, together with the low temporary-store write-time of 10^{-7} s, has governed the choice, for this ADC, with good safety margins, of a dead time equal to the shortest channel width, that is $0.5 \mu\text{s}$ or $0.75 \mu\text{s}$, assuming that the channel-width used is a multiple of 0.5 or of $0.75 \mu\text{s}$.

In this way it is not necessary to stop the channel address-scaler in order to record a neutron pulse as it is in analysers without a temporary store.

During the dead time, if a neutron pulse occurs, the state of the address-scaler will simply not be recorded on the temporary store, so that it becomes easy to obtain any desired dead time. With x - y recordings, that is when the outputs of the other ADCs

are also recorded simultaneously on the temporary store, so that all give information about the same event, the overall dead time is, of course, equal to the longest of the ADC's dead times. This is quite simply obtained by controlling the inputs to the temporary store.

(3) There are also counting losses due to the time T_f necessary to transfer the numbers from the temporary store to the permanent memory and to the limited capacity of the temporary store itself.

Of course the maximum neutron pulse-rate $1/T_m$ must be sufficiently lower than the maximum rate $1/T_f$ at which the temporary store can be emptied. Corrections for the counting losses due to the limited capacity of the temporary store are quite laborious, but it is possible to reduce them to a negligible value.

The counting losses can be easily calculated for the neutron pulse rate $1/T_m$ constant. With a store of two words and with $T_f = T_m/4$ the fractional counting loss is 0.0034. With a store of four words and with $T_f = T_m/2$ the fractional counting loss is 0.00209. These counting losses are lower than the statistical error for the maximum number of pulses that can be recorded on every single channel.

A four-words temporary store has been used that allows a good value of T_f/T_m . A higher capacity store does not correctly augment this value. In the case of the magnetic-tape recording this ratio multiplied by the ratio (maximum neutron pulse-rate/medium neutron pulse-rate) gives the factor of the utilization of the tape.

The ratio (T_f/T_m) is a characteristic of the instrument. In work with a constant T_f , as when data are directly transferred from the temporary store to the permanent memory, it determines the maximum instantaneous rate of neutron pulses that can be accepted. When the data from the temporary store are transferred on magnetic tape, this ratio gives the value of T_f , that is the tape speed for the maximum utilization of the tape, as a function of the maximum instantaneous value of T_m .

(4) When working with two independent groups of 512 time-channels, each for recording neutron pulses from two detectors, the temporary store permits the simultaneous recording of pulses from the two detectors. It is not necessary to delay the pulses from one of the detectors at a time equal to the dead time. Moreover the dead time due to neutron pulses from one of the detectors does not produce counting losses on the recordings of the other detectors.

(5) It is possible to have a continuous oscillographic display of the spectra during experiments without disturbing the working of the ADC.

The temporary store for each of the four words has ten flip-flops for recording the time-channel number and one for recording whether the word place is occupied or not, but all the store drive-systems have been built for recording up to sixteen bits-words.

In the temporary store the words are read and written in an asynchronous and independent fashion in a cyclic succession with the same sense for both the writing and reading operations. The write and read-address are given by two independent scalars that progress by one step at the end of each operation. In the case of writing, if the new place is occupied the system waits until this place has been emptied by the read-system. If that place is occupied it means that the whole store is full and that particular place will be the first to be emptied by the read-system.

Similarly in the reading, if the new place is empty all the store is empty and the first number will be written in that particular place.

The time-channels can have durations of $0.5 \times 2^n \mu\text{s}$ and $0.75 \times 2^n \mu\text{s}$ with values of n from zero up to six.

The programmer of the ADC allows the following working modes:

- A. A single group of time channels which begins at the nominal zero time of each burst (pulse from the photocell). The number of channels used can be varied from 16 up to 1024 in steps of 16;
- B. Two contemporary groups of 512 channels. The two groups can be split in two parts. The first starts at the nominal zero time and is used to record the gamma rays burst from the chopper that gives the real zero time for the time-of-flight of the neutrons. The first part is composed of p channels ($p = 4, 8, 16$) equal for each group. The second part can be delayed in respect to the first. It can begin at a time, measured from zero nominal time, equal to $(4r + p)$ time channels, in which r can have any integral value between 1 and 256;
- C. x - y recording which is a combination of the A and B modes. There is a single succession of time channels, which can be split in two groups as in mode B. In this mode those channels of the temporary store and the permanent memory not used as time channels can be used for recording other quantities.

An output is provided which gives a gate pulse which begins at any time channel and has a duration of 1, 2, 4, or 8 time channels.

All the switching necessary for obtaining the different modes of work, the various channel durations and groups of channel positions is made by plugs on various switch boards. This has been made both for flexibility and because it is hoped that extensions of the instrument, like those necessary for the x - y recording, will be easier.

Permanent memory and arithmetic unit

The logical design of this unit has no peculiar characteristics. It is a ferrite-core memory. The address to the memory is given by the temporary store output. The memory cycle, consisting of read and transfer to the arithmetic unit of the stored number, the addition of one operation, the transfer of the new number from the arithmetic unit back to the memory, requires a time of $10 \mu\text{s}$.

The arithmetic unit can either add or subtract one to the accumulated number, so that an automatic subtraction of the background can be achieved.

In the first channel only the photocell pulses are registered, so that this channel gives the total number of neutron bursts.

ADDRESS SCALER AND TEMPORARY MEMORY FOR A TRANSISTORIZED TIME-OF-FLIGHT ANALYSER

I. DE LOTTO

CCR, ISPRA, ITALY

EUROPEAN ATOMIC ENERGY COMMUNITY

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

Address scaler and temporary memory for a transistorized time-of-flight analyser. Circuit design conditions and procedures for address scaler and temporary memory are analysed. Methods for reducing the recovery time of the address scaler (which should be less than 10^{-7} s) and the writing time of the temporary memory (10^{-7} s) are briefly examined. The complete circuits and the experimental results are discussed.

Echelle d'adresse et mémoire temporaire pour un analyseur de temps de vol transistorisé. L'auteur décrit les caractéristiques du circuit et la technique d'emploi d'une échelle d'adresse et d'une mémoire temporaire. Il examine brièvement les méthodes à employer pour réduire le temps de récupération dans l'échelle d'adresse (qui devrait être inférieure à 10^{-7} s) et le temps d'enregistrement de la mémoire temporaire (10^{-7} s). Il étudie les circuits complets et analyse les résultats expérimentaux.

Адресная пересчетная схема и временное запоминающее устройство для работающего на транзисторах анализатора времени пролета. Разбираются условия проектирования схемы и способы работы адресной пересчетной схемы и временного запоминающего устройства. Кратко рассматриваются методы сокращения времени восстановления адресного пересчетного устройства (которое должно быть меньше, чем 10^{-7} сек) и время записи временного запоминающего устройства (10^{-7} сек). Обсуждаются полные схемы и экспериментальные результаты.

Escala directora y memoria temporal para un analizador de tiempo de vuelo transistorizado. Se estudian las condiciones y procedimientos de diseño de una escala directora y de una memoria temporal. Se examinan brevemente algunos métodos para reducir el tiempo de recuperación de la escala directora (que debe ser inferior a 10^{-7} s) y el tiempo de registro de la memoria temporal (10^{-7} s). Se describen los circuitos completos y exponen los resultados experimentales obtenidos.

A ten-binaries scaler and the elements of the temporary store developed for the 1024 channels time-of-flight analyser described by G. Giannelli are presented in the following paper.

Scaler

A maximum settling time for the scaler of less than 10^{-7} s and a maximum repetition frequency of 2 Mc/s were required. The scaler under discussion is composed of ten elements like that shown in Fig. 1, which has a binary and a gate. The gate is controlled through a delay by the binary and the passage of the input pulses to the following element is controlled. The passage of the pulses is allowed when the binary is in position 1. Although the binaries' drive of a scaler through gates in series is slower than that obtained with gates in parallel, this system was preferred because of its simplicity and reliability.

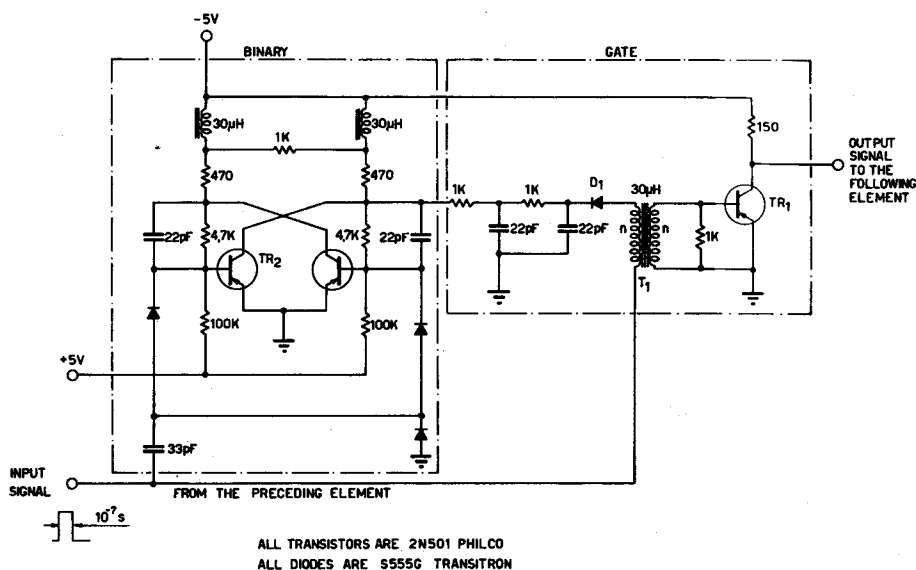


Fig. 1
Element of address scaler

The binaries' switching-time of 2×10^{-8} s has been obtained by a conventional circuit with saturated transistors through the use of fast transistors and diodes, low supply voltages, low load resistances and peaking inductors in the collector circuits. The collector current is 10 mA, and the maximum repetition frequency is 13 Mc/s.

The type of gate shown was preferred to other types because of its low power consumption since the transistor TR1 is normally cut off and because of the good discrimination against noise on account of the non-linear input-characteristic of the same transistor. The main element of the gate is the diode D1 which is polarized by the collector of TR2 through an RC delay network. The gate is open when TR2 is cut off. The RC delay network was preferred to a delay line because of its simplicity, the decoupling between the binary and gate for fast transients and lastly because it permits the most convenient input impedance in the two directions: high seen from the binary and low, for the transients, seen from the gate.

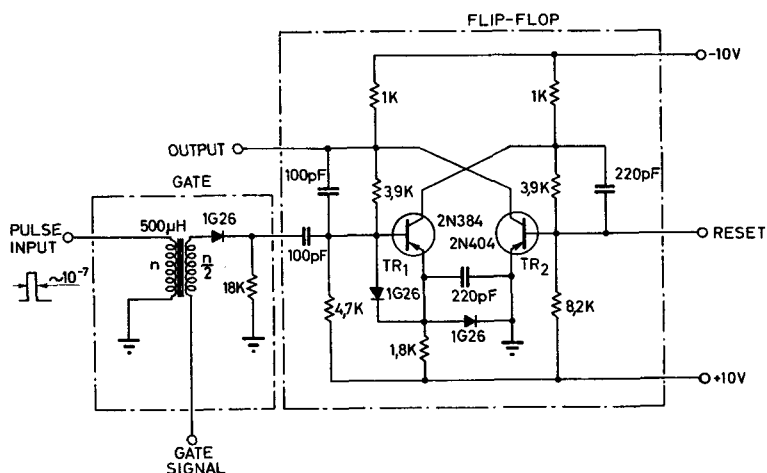
The transformer T1 has been designed for a minimum delay. It is a delay-line transformer on a ferrite core and has a 10^{-7} s differentiating time-constant in order to reshape the input pulse. The total propagation time over nine gates and the last binary is 6×10^{-8} s.

Temporary store

The temporary store has a capacity of four words consisting of eleven bits, with the possibility of extension to sixteen. The elements of the temporary store are flip-flops. This solution has been preferred to the ferrite cores chiefly because of the lower access-time obtainable but also because the circuit system is simpler. In fact the ferrite cores

require *xy*-write and *xy*-read generators, sense amplifiers and an output register for recording the number read. On the other hand the temporary store was required to store the words for rather long times, in order to be able to use magnetic tape at a low speed as a permanent memory.

In the elements of each temporary memory-store row is inscribed the state of the address-scaler at the moment of the arrival of a neutron pulse. It is only necessary to switch the flip-flops from 0 to 1 when a fast drive with good sensitivity is required. On the other hand the output of the flip-flop must drive a logical network for which a well-defined output-voltage, as is obtained from a saturated transistor, is desirable.



THE TRANSFORMER AND THE INDUCTOR USE FERROXCUBE PHILIPS K3000/40

Fig. 2
Flip-Flop of the temporary store

The circuit developed is given in Fig. 2. In the 0 state TR1 conducts and is in a linear region and TR2 is cut off. The input positive-pulse cuts off TR1. As TR1 is not biased a good sensitivity and a fast response may be obtained. As the access time depends chiefly on TR1, a rather fast transistor was used. In 1, TR2 is saturated. The input gate is a transformer-diode gate. The gate signal comes from the address scaler and is applied through a generator with a low impedance when the gate is open. This type of gate was chosen because of its low settling time. The transformer has been designed for a low magnetizing current in order to load the input pulse generators lightly.

DISCUSSION

R. Wahl (France): I have a question to put to Mr. Giannelli, or to any of the previous speakers, regarding electrostatic storage. We have studied a design for a time-of-flight selector with 4096 channels, 10 ns per channel, based on existing techniques. Now, with a magnetic memory, the time for storage in the memory is 10 to 16 μ s. With direct storage of the type I am talking about, the time for storage in the memory is still 10 to 16 μ s. My question is, could you say whether temporary storage, e.g. electrostatic storage, is preferable to direct storage of this type?

G. Giannelli (European Atomic Energy Community): The main advantage of temporary storage is that the access time for a temporary memory is much shorter than for a permanent memory. If you have direct storage on ferrite cores with an access time of 10 to 16 μ s, I do not think you will gain anything by using an electrostatic temporary memory, for which the access times so far achieved vary from 5 to 10 μ s. In our apparatus the access time for the temporary memory is 0.1 μ s.

K. Kandiah (United Kingdom): I wish to make a comment on the last question. As I understand it, Mr. Wahl is really asking the question in relation to recording many pulses per burst with 10-ns channel width. If there are 4096 channels with 10-ns channel width, the total time is 40 μ s for one complete beam burst. Now if the dead-time of the storage system is, for example, 10 to 20 μ s, such a system is quite unusable for multi-pulses per burst because the corrections would be quite large. On the other hand, a system in which the dead-time for recording an event is of the order of a small fraction of a microsecond is usable for multi-pulses per burst. We have actually studied this ourselves, and in one of our time-of-flight experiments we used the electrostatic storage tube as a temporary store for multi-pulses per burst at 200-ns channel width with a dead-time of 1 μ s. We have actually tried this system at 20-ns channel width and we could use it with a dead-time of 0.1 μ s which is usable with a large number of channels. However, the intensity of accelerators used for time-of-flight work is not such as to make it necessary to record multi-pulses per burst with such small channel width.

G. I. Zabiyaikin (USSR): I would like to ask Mr. Giannelli the following question: The paper gives data concerning the use of the temporary store with a 1024-channel memory and also with a magnetic tape. Would Mr. Giannelli give a few more details on this?

G. Giannelli: We have made provision for magnetic-tape recording, but we have not yet used it.

G. I. Zabiyaikin: What tape speeds have you used to work at the fast time associated with your temporary memory?

G. Giannelli: The input time of the temporary memory is 0.1 μ s. For the output, we can use any speed we want, since the memory consists of flip-flops. There is thus no problem in recording the output of the temporary memory on the magnetic tape.

МНОГОМЕРНЫЕ СИСТЕМЫ РЕГИСТРАЦИИ НА МАГНИТНОЙ ЛЕНТЕ С РАЗРАВНИВАНИЕМ СТАТИСТИКИ

Г. П. Жуков, Г. И. Забиякин, В. Д. Шибяев, И. В. Штрах
СССР

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

Multi-measuring tape-recording systems with statistical equalizing. One likely way of increasing the number of channels of multi-measuring recording systems is the multi-track recording on magnetic tape of information presented in binary form. A 25-track recording system is briefly described and the fundamental technical characteristics and potentialities of such systems are indicated. A special feature of the recording system described is the use of an "equalizing unit", with which one can obtain a uniform tape recording of input pulses with a statistical time distribution. The main circuit of the equalizing system is given, and a means of determining its required capacity for a different spectrum shape described. The question of extracting data from multi-measuring systems is discussed.

Systèmes à plusieurs dimensions pour l'enregistrement sur bande magnétique avec normalisation statistique. Parmi les principaux avantages que comporte l'accroissement du nombre des canaux dans les systèmes d'enregistrement à plusieurs dimensions, il faut compter l'enregistrement sur bande magnétique à plusieurs pistes de l'information présentée sous une double forme. Le mémoire décrit brièvement un système d'enregistrement à 25 pistes; il examine les caractéristiques techniques fondamentales et les principales possibilités de ces systèmes. Une particularité du système d'enregistrement décrit est l'emploi d'un bloc de «normalisation», qui permet l'enregistrement régulier sur bande magnétique des impulsions incidentes statistiquement normalisées. On décrit le schéma élémentaire d'un dispositif de «normalisation». La capacité que doit avoir ce dispositif est évaluée pour des spectres de formes différentes. On examine la question de l'obtention des renseignements dans les systèmes à plusieurs dimensions.

Многомерные системы регистрации на магнитной ленте с разравниванием статистики. Одним из перспективных направлений увеличения числа каналов многомерных регистрирующих систем является метод многодорожечной записи информации, представленной в двоичной форме, на магнитную ленту. Кратко описывается 25-и дорожечная регистрирующая система, рассматриваются основные технические характеристики и возможности таких систем. Особенностью описываемой регистрирующей системы является применение блока „разравнивания“, который позволяет статистически распределенные во времени входные импульсы равномерно записывать на магнитную ленту. Приводится принципиальная схема „разравнивающего“ устройства. дается оценка необходимой емкости разравнивающего устройства для различной формы спектра. Рассматривается вопрос о выводе данных из многомерных систем.

Sistemas de registro múltiple en cinta magnética con equiparación estadística. Un buen procedimiento para aumentar el número de canales en los sistemas de registro múltiple consiste en la inscripción sobre una cinta magnética de varias pistas de la información presentada en forma binaria. En esta memoria se describe brevemente un sistema de registro de 25 pistas y se indican sus principales características técnicas y sus posibles aplicaciones. Una particularidad de ese sistema de registro radica en el empleo de un «dispositivo de equiparación» que permite inscribir uniformemente en la cinta magnética la distribución estadística de los impulsos de entrada en función del tiempo. Se explica el circuito básico del «dispositivo de equiparación» y se expone un método para calcular la capacidad que dicho dispositivo necesita para diferentes formas del espectro; se estudia, además, el procedimiento de extracción de datos de los sistemas de registro múltiple.

Введение

Широкое распространение в экспериментальной ядерной физике получили счетные методы регистрации, которые в общем случае сводятся к накоплению информации, поступающей в виде электрических импульсов от одного или нескольких физических датчиков. Амплитуда, время поступления и другие параметры импульсов несут в этом случае желаемую информацию об изучаемом событии.

Получаемое в результате эксперимента распределение числа зарегистрированных импульсов по определенным признакам, иначе говоря, по каналам регистрирующей системы описывает некую кривую на плоскости, или, так называемый, плоский спектр [1].

Стремление охватить в ходе эксперимента широкий диапазон изменения исследуемых параметров элементарных частиц (масса, энергия и т. д.) определило создание целого цикла регистрирующих приборов с большим числом каналов — многоканальных анализаторов.

С развитием методов физического эксперимента все чаще встречаются задачи, связанные с изучением распределения информации не по одному, а по нескольким признакам одновременно. Такие задачи сводятся к снятию спектров, описываемых не кривой на плоскости, а поверхностью в трехмерном или, вообще говоря, многомерном пространстве. К задачам многомерной спектрометрии относятся, например, задачи исследования гамма-спектров радиационного захвата нейтронов различной энергии, исследование угловых корреляций ядерных реакций и т. д.

В настоящее время наметились два направления в развитии многоканальных регистрирующих систем. Одно из них заключается в использовании обычных многоканальных анализаторов в задачах многомерного анализа путем разбиения „памяти“ таких систем на отдельные группы [1, 2, 3, 4]. Отсюда вытекает стремление к увеличению емкости „памяти“ систем, что ведет к естественному усложнению аппаратуры. Особенностью таких систем является то, что рассортировка информации по каналам запоминающего устройства осуществляется, как правило, с большой скоростью и поэтому ведется непосредственно во время эксперимента. При этом вход регистрирующей системы блокируется на время, необходимое для выбора адреса и проведения арифметических операций. Главным преимуществом таких систем является возможность осуществления сравнительно несложным путем визуального контроля за накапливаемой информацией в ходе самого эксперимента, а также то, что получение первичных результатов измерений в виде плоского или многомерного спектра может быть проведено непосредственно после завершения измерений. Однако увеличение числа каналов регистрирующих систем с памятью на магнитных сердечниках [4] или потенциало스코пах [1] более нескольких тысяч связано с целым рядом технических трудностей, приводящих к чрезвычайной сложности аппаратуры. Регистрирующая система на десять — двадцать тысяч каналов приближается в вопросах эксплуатации и стоимости к среднему классу электронных вычислительных машин, что, естественно, накладывает определенные ограничения на использование данной аппаратуры в физических экспериментах широкого фронта.

Другое направление в развитии многоканальных систем, позволяющее значительно, увеличить число каналов и, следовательно, эффективность регистрирующей системы, заключается в использовании предварительной памяти большой емкости. Импульсы, несущие информацию, запоминаются в этом случае непосред-

ственно по мере их поступления в предварительной памяти либо в своем первоначальном виде, либо преобразованные в числовой код [5, 6, 7]. В качестве такой предварительной памяти могут быть использованы магнитная лента, магнитный барабан, кинолента и т. д. По окончании эксперимента накопленная информация обрабатывается, т. е. рассортировывается по каналам многомерного пространства. В качестве устройства обработки может быть использован обычный многоканальный анализатор со сравнительно небольшой емкостью „памяти“. Рассортировка всей информации производится по частям.

Второй особенностью такой системы является то, что обработка результатов измерений происходит независимо от работы уникальных установок (реактор, ускоритель и т. д.), лимитирующих, как правило, время непосредственного эксперимента. Это позволяет проводить обработку экспериментальных данных различными способами, по частям, повторяя отдельные этапы, не теряя при этом первоначального экспериментального материала.

1. Системы регистрации на магнитной ленте с разравниванием статистики

В качестве предварительной памяти большой емкости многомерной регистрирующей системы в нашем случае использовалась 35 мм магнитная лента, запись на которую могла производиться в виде двоичного числа одновременно по 25 дорожкам.

Блок-схема регистрирующей системы представлена на рис. 1. Блоки преобразования 1, 2, 3 преобразуют поступающую по входам 1÷3 информацию в двоичное число (двоичный код). Число разрядов каждого из блоков преобразования можно изменять так, чтобы общее число разрядов не превышало 24.

Поскольку информация, поступающая на вход системы, статистически распределена во времени, то после представления ее в двоичном коде к ней может быть применен метод „разравнивания“ [8, 9, 10, 11]. Блок „разравнивания“ (рис. 1) позволяет в данном случае проводить запись статистической информации на магнитную ленту в форме, близкой к равномернораспределенной во времени, что, в свою очередь, обеспечивает запись на ленту с предельной плотностью и, следовательно, позволяет сократить время на обработку и количество используемой ленты.

Запись в нашем случае производилась продольным перемагничиванием, предварительно намагниченной ленты по двум уровням с промежутками между знаками, что позволило значительно упростить блок считывания с магнитной ленты (рис. 1). Одновременно с записью информации производилась запись по отдельной дорожке служебного стробирующего импульса.

2. Блок разравнивания

Блок разравнивания в описываемой системе выполнен на реверсивных сдвигающих регистрах. В основе реверсивного сдвигающего регистра лежит схема одноконтного сдвигающего регистра с управляемым разрядом емкостей [12]. Реверсивные сдвигающие регистры блока разравнивания выполнены в виде отдельных линеек (рис. 2), число которых соответствует числу двоичных разрядов всех трех блоков преобразования. Перенос информации из адресных устройств блоков

Импульсы, соответствующие „1“ каждого разряда блока преобразования, поступают на первые сердечники сдвигающих регистров Φ_1 (рис. 2), переводя их в состояние „1“. Тактовый импульс записи, задержанный на 5 мксек относительно импульсов фазировки, переносит „1“ на вторичные сердечники и освобождает первые сердечники. Таким образом, после окончания переноса информация оказывается размещенной на вторых сердечниках реверсивных сдвигающих регистров Φ_2 . Последующая запись информации в блок разравнивания происходит подобным же образом, передвигая ранее записанную информацию на третьи сердечники Φ_3 (рис. 2) и так далее. Реверсивные сдвигающие регистры способны принимать информацию через 10 мксек.

Во время считывания с реверсивного сдвигающего регистра информация, записанная на сердечниках $\Phi_2 \div \Phi_6$ (рис. 2), передвигается в обратном направлении справа налево. Выходные обмотки, с которых импульсы поступают в блок записи, размещены на вторых сердечниках Φ_2 (рис. 2). Тактовые импульсы считывания поступают с периодом $T_{\text{счит}}$, который равен минимальному периоду записи на магнитную ленту. При различных скоростях движения ленты в режиме накопления информации этот период может регулироваться так, чтобы обеспечить запись с максимальной плотностью. В нашем случае плотность записи составляла 10 импульсов на мм. Импульсы считывания, как и импульсы записи, фазированы частотой 100 кГц. Считывание информации с регистров может производиться лишь в том случае, если на данный фазирующий импульс не приходится запись. В противном случае считывание задерживается до следующего фазирующего импульса.

Реверсивное считывание позволяет уменьшить общее время вывода всей информации из блока разравнивания.

Направление сдвига информации в регистрах определяется состоянием триодов $ПТ_1$ и $ПТ_2$ (рис. 2). В режиме записи $ПТ_1$ открыт постоянно, $ПТ_2$ запирается импульсом сдвига на время заряда емкостей $C_1 \div C_5$; в режиме считывания, наоборот: $ПТ_2$ постоянно открыт, $ПТ_1$ запирается на время заряда емкостей. Например, если в сердечнике Φ_3 записана „1“, то после тактового импульса записи информации переносится на емкость C_3 , а затем записывается в сердечнике Φ_4 . В режиме считывания информация с Φ_3 переносится на емкость C_2 с последующим занесением „1“ в сердечник Φ_2 .

3. Емкость блока разравнивания

Непосредственное применение магнитной записи для регистрации статистических импульсов не может являться рациональным ввиду низкой средней плотности импульсов на магнитном носителе. Разравнивание, включенное перед записывающим устройством, исключает этот недостаток.

Для случая равномерного статистического поступления импульсов, под которым мы понимаем равномерное появление в среднем одного и того же количества импульсов N_0 в любые равные отрезки времени, как известно [9, 13], необходимо 4—5 запоминающих элемента в разравнивающем устройстве. Это количество элементов обеспечит при $N_0\tau \leq 0,5$ потерю счета менее 1% или, иначе говоря, это позволит увеличить плотность записи импульсов на магнитную ленту в 50—60 раз (через τ обозначено время цикла основной памяти прибора). Таким образом, даже при таком относительно большом мертвом времени системы

магнитной регистрации, как $5 \cdot 10^{-3}$ сек (что соответствует записи до 10 импульсов на мм при скорости ленты 2 см в сек), можно записать до 100—150 статистических импульсов в секунду. С точки зрения просчетов системы регистрации это эквивалентно устройству с мертвым временем 80—100 мсек. Разравнивание как бы уменьшает мертвое время устройства в 50—60 раз.

При иных, неравномерных поступлениях импульсов требование $N_0\tau \leq 0,5$ будет недостаточным. В этом случае необходимая емкость разравнивающего устройства должна определяться не только разбросом среднего числа N_0 , но и возможностью запоминания отдельных временных отключений чисел импульсов от N_0 .

Рассмотрим, какие требования следует предъявлять к емкости разравнивающего устройства для двух наиболее часто встречаемых спектров: экспонента и прямоугольник.

Экспоненциальная форма спектра при циклическом повторении с периодом T (рис. 3) может характеризоваться следующими соотношениями:

$$N_0 T = K N_0 \int_0^T e^{-\frac{t}{\omega}} dt; \quad (1)$$

$$\omega = \frac{-T}{\ln m}; \quad K = \frac{\ln m}{m-1}$$

где m -коэффициент остаточной интенсивности к началу следующего цикла.

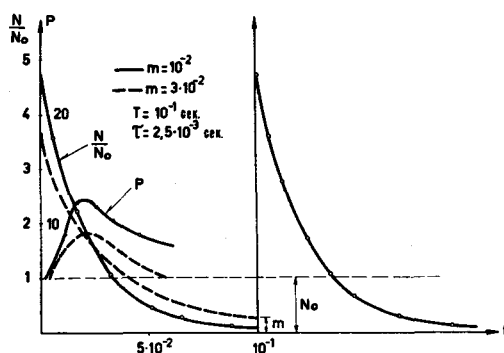


Рис. 3

Форма спектра и емкость разравнивающей системы

Учитывая, что число поступающих импульсов может флуктуировать в 95% случаев (для нормального закона временного распределения импульсов) до двух квадратных ошибок, можно оценить емкость разравнивающей системы (P) для той области спектра, где $KN_0\tau > 1$, как

$$P = \frac{T}{1+m} N_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\omega}} \right) + 2 \sqrt{N_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\omega}} \right)} - \frac{t}{\tau} \quad (2)$$

На рис. 3 показана величина P как функция времени для двух случаев $m = 10^{-2}$ и $m = 3 \cdot 10^{-2}$ (При этом для конкретности принято $T = 10^{-1}$ сек, $\tau = 2,5 \cdot 10^{-3}$ сек).

Из приведенных соображений следует, что для экспоненциального спектра помимо требования $N_0 \tau \leq 0,5$ за цикл необходимо, чтобы емкость разравнивающей системы была не меньше, чем максимальное значение P_{max} . (рис. 3).

В реальных условиях временное распределение импульсов, как правило, промодулировано резонансными пиками. Можно условно принять, что подобные пики представляют собой равные *прямоугольники* с интенсивностью $N_0 i$ и занимают каждый по шкале времени отрезок t_1 . В этом случае при сохранении средней интенсивности N_0 и равномерном числе пиков вдоль шкалы времени их приведенная интенсивность может быть выражена:

$$N_0 i = \frac{t_2 + t_1}{t_1} N_0,$$

где t_2 -интервалы между пиками. Отсюда емкость разравнивающей системы:

$$P = N_0 t_2 + \Delta N$$

Как отмечено выше, достаточно учитывать отклонение в две статистических ошибки, т. е. в общем виде

$$P = N_0 t_2 + 2 \sqrt{N_0 t_2} - \frac{t_1}{\tau} \quad (3)$$

Таким образом, учет формы реального спектра вызывает необходимость увеличивать емкость разравнивающей системы выше, чем это имеет место для равномерного статистического поступления импульсов. Для большинства применений можно считать оправданным $P = 10 \div 35$. При этом остается в силе требование $N_0 \tau \leq 0,5$.

Такое количество элементов разравнивающей системы позволит регистрировать с просчетами менее 1—2% пики с интенсивностью, большей чем средняя интенсивность N_0 , от двух до двадцати раз с интервалами между ними от 5τ до 30τ . При меньших интенсивностях интервалы могут быть соответственно уменьшены.

В предельном случае „узкого“ спектра при циклической работе с периодом T , когда за время t поступает все количество подлежащих регистрации импульсов, средняя интенсивность которых N_0 , емкость разравнивающей системы должна быть

$$P = N_0 T + 2 \sqrt{N_0 T} - \frac{t}{\tau} \quad (4)$$

Просчеты блоков входной части регистрирующей системы на магнитной ленте с разравниванием статистики могут быть оценены обычными статистическими методами [14], к системе регистрации с разравниванием, включенном после входной части, могут быть применены статистические законы, рассмотренные в [9, 13], поскольку мертвое время собственно магнитной записи много больше мертвого времени предыдущих блоков.

В нашем случае число элементов памяти в блоке разравнивания было выбрано из условий регистрации относительно равномерного спектра. Однако схема разравнивания по типу сдвигающего регистра допускает без введения дополнительных цепей регенерации увеличить число ячеек памяти до 10—12 путем простого добавления сердечников (Φ_7, Φ_8, Φ_9 и т. д. рис. 2).

4. Рассортировка информации по каналам

Применение многодорожечной записи позволяет практически неограниченно увеличить число каналов регистрирующей системы. Так при 25-дорожечной записи можно иметь ($2^{25}-1$) каналов, что составляет примерно 32 миллиона каналов.

Практическая реализация такого количества каналов многомерной системы связана, в первую очередь, со временем обработки и выводом получаемых результатов. Если обозначить общее число каналов регистрирующей системы через M , число каналов сортирующего устройства (рис. 1) через $M_{\text{сорт.}}$, то оценку числа каналов многомерной системы можно провести из следующих соображений. Во-первых, скорость движения магнитной ленты при обработке информации может быть в сотни раз больше, нежели при регистрации. Во-вторых, время на обработку информации не связано с работой реактора, ускорителя и т. д. и поэтому может превышать время измерения. В этом случае справедливо соотношение

$$M = K_1 \cdot K_2 \cdot M_{\text{сорт.}} \quad (5)$$

Здесь K_1 — отношение скорости ленты при обработке к скорости ленты при регистрации;

K_2 — отношение времени, отводимого на обработку всей зарегистрируемой информации, к времени измерений.

Величина коэффициента K_1 без особого труда может быть сделана 100 и более, так что при времени обработки, равном времени измерения, увеличение числа каналов многомерной системы более, чем на два порядка, превышает число каналов сортирующего устройства.

5. Вывод данных

Существующие методы вывода результатов экспериментов с многоканальными анализаторов такие как печать на бумагу в числовой форме, автоматическое вычерчивание графиков и т. д. становятся малоэффективными в случае, когда число каналов регистрирующих систем превышает несколько тысяч.

Автоматическое перфорирование на киноленту или на карты в значительной степени упрощает обработку экспериментальных данных при условии использования вычислительных машин. Однако и этот метод становится малоэффективным при многомерных измерениях с числом каналов десятки и сотни тысяч, поскольку требует обращения с чрезмерно большим количеством ленты (или карт) и ощутимо большим временем вывода информации из сортирующего устройства и ввода ее в вычислительную машину.

В нашей системе (рис. 1) предусмотрены два способа вывода информации, повышающие эффективность обработки результатов измерения. Первый из них предназначен для визуальной оценки и ручной обработки.

Предварительно выводятся данные, соответствующие интегральному распределению информации в отдельных участках спектра. Например, при амплитудно-временных измерениях выводится временной спектр просуммированный по всем или группе амплитудных каналов. Аналогичным образом можно вывести амплитудный спектр просуммированный по всем или группе временных каналов. По этим интегральным спектрам производится визуальная оценка и выбираются

группы каналов, по которым выводится полная информация. Такой вывод позволяет значительно сократить время на обработку за счет уменьшения выводимых данных (что эквивалентно увеличению K_2 в соотношении 5).

Второй способ вывода данных заключается в непосредственной связи сортирующего устройства с вычислительной машиной. Информация из сортирующего устройства передается в этом случае по кабелю во внешнюю память вычислительной машины, которой поручается вся дальнейшая обработка экспериментальных данных. В этом случае контроль со стороны экспериментатора за результатами измерений осуществляется по интегральным или отдельным частным спектрам. Вывод же всей информации в явном виде не производится. Такая система непосредственной передачи данных с анализатора выполнена в нашей лаборатории будет описана в препринтах ОИЯИ.

6. Метод предварительного отбора

В ходе выполнения описанной выше многомерной системы (рис. 1) проводились обсуждения других блок-схем многодорожечной записи информации на магнитную ленту.

Одним из неудобств системы рис. 1 является то, что в процессе сортировки информации, записанной на ленте, приходится несколько раз повторно перематывать ленту с тем, чтобы по частям рассортировать все данные. Можно перенести процесс группового распределения из цикла считывания в цикл регистрации, что значительно сократит длину опрашиваемой ленты для каждой группы. Блок-схема для этого случая представлена на рис. 4.

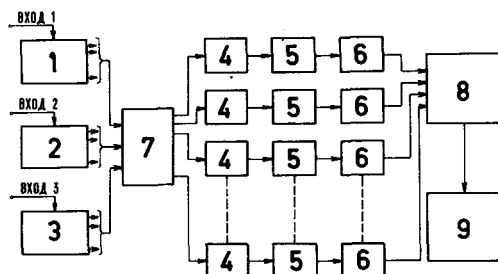


Рис. 4

Блок-схема регистрирующей системы в предварительном отборе

- 1, 2, 3 — блоки преобразования
- 4 — разравнивающее устройство
- 5 — блок магнитной ленты
- 6 — блок считывания с магнитной ленты
- 7 — распределительное устройство
- 8 — сортирующее устройство (1024-х канальный (анализатор))
- 9 — блок вывода данных

При таком роде работы рационально вести запись каждой группы каналов на свою ленту. Так как информация каждой группы несет часть данных всей информации по входу прибора, то в этом случае можно либо понижать скорость магнит-

ной ленты каждой группы, либо увеличить среднее число импульсов на входе прибора. Однако система групповой записи при параллельной регистрации всех разрядов одновременно требует сильного усложнения записывающей системы. В виду этого рационально вести групповую запись последовательным кодом, отводя для каждой группы каналов свою двухдорожечную систему записи. Для этого случая скорость ленты при записи для сохранения прежнего мертвого времени должна быть увеличена на число разрядов. Практически нужно пяти-семикратное увеличение скорости ленты каждой группы, ввиду записи до пяти-семи разрядов последовательно на каждой дорожке.

Применяя многодорожечную запись, для которой осуществлена предварительная сортировка по группам каналов, можно поднять среднюю частоту импульсов на входе прибора. Для равномерно распределенной статистики счета по каналам увеличение частоты импульсов на входе может быть пропорциональным числу групп каналов.

7. Конструктивные особенности

В Лаборатории нейтронной физики Объединенного института ядерных исследований был выполнен макет многомерной регистрирующей системы на магнитной ленте по схеме рис. 1. В качестве сортирующего устройства использовались 1024-х каналный анализатор с памятью на ферритовых сердечниках [10]. На макете были экспериментально проверены основные параметры такой системы.

В настоящее время завершается подготовка экспериментальных работ по изучению спектров гамма-лучей, возникающих при захвате нейтронов различной энергии. В этом случае будут использованы 1024 временных канала и 128 амплитудных, т. е. вся система будет иметь 128000 каналов.

Первый блок преобразования (рис. 1) выполнен по блок-схеме аналогичных блоков временных многоканальных анализаторов. Второй блок преобразования предназначен для преобразования амплитуды импульса в двоичный код по известному принципу Вилкинсона. Третий блок преобразования предназначен для записи признака проводимого эксперимента.

Скорость магнитной ленты при регистрации выбрана 2 см в секунду, что обеспечивает при применении блока разравнивания с 5-ю элементами разрешающее время по входу 100 мксек. Несколько меньшее время требуется на преобразование амплитуды в код во втором блоке преобразования.

Программа обработки экспериментальных данных с магнитной ленты построена таким образом, что позволяет отбирать предварительные результаты путем вывода восьми 128-и каналных амплитудных спектров за один прогон ленты. Каждый из таких амплитудных спектров соответствует временному интервалу, выраженному 128-ю временными каналами. Предполагается, что после визуальной оценки этих групп результаты предварительной обработки с 1024-х канального анализатора будут выводиться непосредственно в машину „Киев“ по кабелю.

Заключение

Применение магнитной ленты в многомерных регистрирующих системах позволяет значительно увеличить число каналов таких систем. Использование принципа „разравнивания“ статистики, с другой стороны, позволяет снизить

мертвое время по входу системы, приблизив его, практически, к мертвому времени современных многоканальных амплитудных анализаторов. Значительное число каналов, относительно малое мертвое время при сравнительно несложном оборудовании выдвигают регистрирующие системы на магнитной ленте в число перспективных приборов современной экспериментальной ядерной физики.

Работа была начата в Лаборатории нейтронной физики ОИЯИ по предложению Шапиро Ф. Л., которому авторы выражают свое признание.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] МЕЛЬНИКОВ, Г. П., Измерение многомерных спектров, 4-я Научно-техническая конференция по ядерной электронике, Москва (1959).
- [2] GATTI, R. R., *Nucl. Instr.* 2 (1958) 96.
- [3] LITHERLAND, A. E., BROMBY, D. A., *Nucl. Instr. Method* 6 (1960) 176.
- [4] ИВАНОВ, А. А., МАТАЛИН, Л. А., СЕМЕНКОВ, В. Ф., ЧУБАРОВ, С. И., ШИМАНСКИЙ, А. М., 16000-канальный амплитудно-временной анализатор импульсов, 4-я Научно-техническая конференция по ядерной электронике, Москва (1959).
- [5] WELLS, F. H., *Nucl. Instr.* 2 (1958) 165.
- [6] COMANGH, P. E., BOYCE, D. A., *Rev. Sci. Instr.* 27 (1956) 1028.
- [7] BIRD, J. R., WATERS, J. R., WELLS, F. H., *IRE Trans. Nucl. Sci.* NS-7 (1960) 87.
- [8] ШТРАНИХ, И. В., МУРИН, И. Д., Метод понижения „мертвого времени“ счетных устройств при регистрации импульсов, статистически распределенных во времени, отчет ФИАН им. П. Н. Лебедева Москва (1954).
- [9] BELL, R. E., *Cand. Journ. Phys.* 34 (1956) 6.
- [10] МАТАЛИН, Л. А., ШИМАНСКИЙ, А. М., ЧУБАРОВ, С. И., ШТРАНИХ, И. В., ПТЭ 3 (1960) 54.
- [11] ЖУРАВЛЕВ, Б. Е., ЗАБИЯКИН, Г. И., ШТРАНИХ, И. В., ОИЯИ Дубна Р-487 (1959).
- [12] ДЕМИН, Э. Д., ЧИНЕНКОВ, Л. А., Импульсные устройства на ферритах и полупроводниках в радиоэлектронике, Новосибирское книжное издательство (1959) 92.
- [13] ВЯЗЕМСКИЙ, В. О. Анализ „разравнивающего устройства“ для многомерного амплитудного анализа с непериодической памятью 4-я Научно-техническая конференция по ядерной электронике Москва (1959).
- [14] ELMORE, W. C., *Nucleonics* 6 1 (1950) 26.

DISCUSSION

A. Page (France): I would like to ask the speaker whether it is possible to allow for errors in the magnetic unit, as caused for instance by drop-outs on the magnetic tape.

G. I. Zabiyaikin (USSR): If I understood you correctly, you asked if it was possible to detect errors in recording actually during the experiments. The answer is, no. We have a somewhat different system. We analyse and check the data just before the experiment by a special test, and during the experiment itself we have an additional 256-channel system with which we carry out measurements whilst recording on the magnetic tape.

H. Klessman (Federal Republic of Germany): I think in digital recording of pulse data the quality of the system is determined largely by the maximum pulse-packing density on the tape. I would like to ask the speaker what is his maximum pulse-packing density, what is his tape speed and what in the opinion of the author, is the most serious limitation in achieving a high pulse-packing density.

G. I. Zabiyakin: In our case the working density on the tape was up to 8 to 10 pulses/mm, but apparently this is far from being the limit. I am only speaking of what we have done. Some modification to the heads will probably give a higher packing density. We used a recording speed of 2 cm/s, but we shall introduce a variable speed control to suit the pulse load at the input: we shall allow for speed control between approximately 1 and 4 cm/s, on the basis of our preliminary calculations. This speed is of course linked with the input pulse load. For reproduction we are at present using a tape speed of 100 cm/s, but this is somewhat too low, and we are sure that after the preliminary experiments, this speed will be increased by a factor of 1.5 or 2.

ANALYSEUR BIDIMENSIONNEL TYPE 2X3

Y. AMRAM

CENTRE D'ÉTUDES NUCLÉAIRES DE SACLAY

FRANCE

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

Two-dimensional selector type 2X3. This selector is intended for study of (n, γ) reactions and has 2^{16} channels (1024 time channels and 64 amplitude channels).

The characteristics (arrival time and amplitude) of each significant event are recorded, after coding, on a sixteen-track magnetic tape. The examination of the information on the tape is carried out in sections on a results analysis unit consisting of a memory with 1024 channels which totals events having the same characteristics within an amplitude-time range set by the operator.

The instrument has the following general characteristics: time selection, 1024 channels of width between 0.1 and $6.4 \mu\text{s}$ divided into eight zones of interest of 128 channels; amplitude selection, 64 channels 0.25 to 1 V wide; average dead time, $7 \mu\text{s}$; resolution time of the complete apparatus is less than $20 \mu\text{s}$; conditioning for reading: it is possible to read a spectrum of times of flight in an amplitude band contained within any two limits.

A similar operation can be carried out simultaneously for four amplitude spectra.

Sélecteur bidimensionnel type 2X3. Ce sélecteur, destiné à l'étude de réactions (n, γ) , comporte 2^{16} canaux (1024 canaux de temps \times 64 canaux d'amplitude).

Les caractéristiques (temps d'arrivée et amplitude) de chaque événement intéressant sont enregistrées, après codage, sur une bande magnétique à seize pistes. Le dépouillement du contenu de la bande magnétique s'effectue par parties sur un bloc d'exploitation de résultats comportant une mémoire à 1024 canaux qui totalise les événements présentant les mêmes caractéristiques à l'intérieur d'un domaine amplitude-temps délimité par l'utilisateur.

L'appareil possède les caractéristiques générales suivantes. Sélection de temps, 1024 canaux de largeurs comprises entre 0,1 et $6,4 \mu\text{s}$ groupés en huit zones d'intérêt de 128 canaux; sélection d'amplitude, 64 canaux de 0,25 à 1 V de largeur; temps mort moyen, $7 \mu\text{s}$; temps de résolution de l'appareil complet, $< 20 \mu\text{s}$; conditionnement à la lecture: possibilité de lire un spectre de temps de vol dans une bande d'amplitude comprise entre deux limites quelconques.

Une opération analogue peut être effectuée simultanément pour quatre spectres d'amplitudes.

Двухмерный селектор типа 2X3. Этот селектор, предназначенный для изучения реакций n, γ состоит из 2^{16} каналов (1024 каналов времени и 64 амплитудных канала).

Характеристики (время появления и амплитуда) каждого интересующего события регистрируются после кодирования на магнитной ленте с 16 дорожками. Обработка содержания магнитной ленты осуществляется по частям на блоке пользования результатами, содержащими запоминающее устройство с 1024 каналами, которое обобщает события, имеющие одинаковые характеристики в сфере амплитуда-время, установленные оператором.

Прибор обладает следующими общими особенностями. Селекцией времени, 1024 канала шириной от 0,1 до $6,4 \mu\text{s}$, сгруппированных в 8 полезных зонах по 128 каналов в каждой; амплитудная селекция, 64 канала шириной от 0,25 до 1 V; среднее мертвое время, $7 \mu\text{s}$; полное разрешающее время установки, $20 \mu\text{s}$; кондиционирование при отсчете: возможность читать спектр времени пролета в амплитудном диапазоне между двумя какими-нибудь пределами.

Подобная операция может быть осуществлена одновременно на 4 амплитудных спектрах.

Selector bidimensional tipo 2X3. Se trata de un selector destinado al estudio de reacciones n, γ , que contiene 2^{16} canales (1024 canales de tiempo \times 64 canales de amplitud).

Las características (tiempo de llegada y amplitud) de cada suceso interesante son codificadas y se registran en una cinta magnética de dieciséis pistas. Los datos contenidos en la cinta se pasan por partes a un bloque de explotación de los resultados que contiene una memoria de 1024 canales; dicho bloque totaliza los sucesos que presenten las mismas características dentro de límites de amplitud y duración establecidos por el experimentador.

Las características generales del aparato son las siguientes. Selección de tiempo, 1024 canales de anchos comprendidos entre 0,1 y 6,4 μ s, agrupados en ocho zonas de interés de 128 canales; selección de amplitud, 64 canales de 0,25 a 1 V de ancho; tiempo muerto medio, 7 μ s; tiempo de resolución del conjunto del aparato, $< 20 \mu$ s; acondicionamiento en la lectura: posibilidad de leer un espectro de tiempos de vuelo en una banda de amplitud comprendida entre dos límites cualesquiera.

Se puede realizar una operación análoga simultáneamente para 4 espectros de amplitudes.

Introduction

De nombreuses expériences de physique nucléaire ont pour but de déterminer des corrélations entre les caractéristiques physiques d'un phénomène analysé statistiquement. On peut ainsi, en se limitant par exemple à deux variables, établir des corrélations entre deux spectres d'énergie, entre un spectre d'énergie et une direction. Pour des raisons exposées par ailleurs [1], il est extrêmement utile d'obtenir l'ensemble des résultats recherchés en une seule expérience, ce qui rend nécessaire un dispositif de mémoire à grand nombre de canaux. Selon la capacité demandée, on choisit une mémoire à tores ou un tambour magnétique [2], qui totalise les données dans les canaux à mesure qu'elles arrivent. Si la capacité est encore insuffisante, on doit faire appel à un enregistrement intermédiaire sur bande magnétique; les totalisations sont alors effectuées après coup, par parties, sur un dispositif à mémoire de plus faible capacité [3] [4].

C'est le cas du présent sélecteur bidimensionnel, destiné à l'étude de réactions (n, γ), qui comporte 1024 canaux de temps et 64 canaux d'amplitudes, représentant un total de 65536 canaux non spécialisés.

Ce sélecteur entre dans la ligne du programme de développement d'applications de l'enregistrement sur bande magnétique, entrepris au C.E.N. de Saclay depuis trois ans [5] [6].

Conception générale

Un événement est caractérisé par la donnée simultanée d'une information en temps T et d'une information en amplitude A , se présentant simultanément à l'entrée de l'appareil dont le diagramme fonctionnel est représenté sur la figure 1.

Sur chaque voie, un codeur traduit cette information sous forme numérique parallèle, et en même temps impose un premier conditionnement en temps réel en n'analysant que les informations remplissant certaines conditions (seuils inférieur et supérieur pour l'amplitude, zones d'intérêt pour le temps de vol).

L'unité de conditionnement en temps réel permet de limiter le domaine exploré en respectant les conditions imposées séparément sur chacune des voies d'analyse, et éventuellement en tenant compte d'un ordre extérieur (coïncidence rapide). Le but recherché est d'éviter de surcharger la mémoire à bandes magnétiques en emmagasinant des informations dépourvues d'intérêt.

Dès la sortie des codeurs, les informations sont exprimées par des nombres écrits dans le code binaire naturel et représentés sous forme parallèle, d'un bout à l'autre de l'appareil.

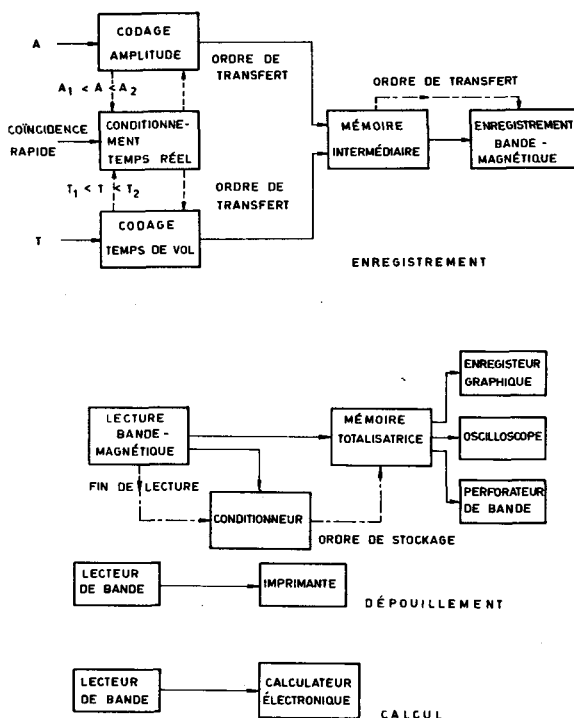


Figure 1
Diagramme fonctionnel.

Ainsi les signaux d'interconnexion peuvent être standardisés.

Cette méthode permet de scinder le sélecteur en éléments qui, d'ailleurs, constituent chacun des appareils d'un prix élevé et susceptibles de recevoir de constants perfectionnements.

On envisage également de faire des enregistrements directs en connectant, soit le codeur en temps, soit le codeur en amplitude à la mémoire totalisatrice.

Lors du couplage de deux éléments (p. ex. codeur vers mémoire intermédiaire), on admet qu'il peut y avoir des informations perdues, à cause du temps d'accès du second.

Suivant le cheminement de l'ensemble des informations, chaque élément sera décrit sommairement, en indiquant les performances recherchées et en insistant au passage sur les particularités intéressantes, ou en renvoyant à d'autres communications présentées à cette conférence.

Codeurs

TEMPS DE VOL

Les caractéristiques de cet appareil sont les suivantes:

— Largeur de bande: 0,1 à 6,4 μ s en progression géométrique.

La fin de chaque zone est commandée à partir de la septième bascule (ici également la technique des échelles sans retard de propagation permet d'avoir exactement 128 canaux).

Des commandes manuelles affichent les numéros des zones que l'on désire rendre adjacentes. Lorsque les trois dernières bascules passent par les états correspondants, l'impulsion de fin de zone est bloquée, et la première partie de l'échelle de sortie repart pour un nouveau groupe de 128 canaux.

Le temps mort de l'ensemble ($0,5 \mu\text{s}$) est dû à la mise en phase avec le train horloge des instants d'arrivée des événements à coder.

AMPLITUDE

Les caractéristiques demandées sont les suivantes:

- Nombre de canaux: 64, 128, 256.
- Largeur de canaux: 1 - 0,5 - 0,25 V.
- Linéarité: 1/10 de canal.
- Stabilité: 1/10 de canal ou 0,1 V.
- Domaine d'analyse jusqu'à + 100 V.

Afin de réduire au minimum les délais d'étude, le schéma du convertisseur amplitude temps utilisé est celui décrit par SCHULTZ, PIEPER *et al.* [9]. On charge un condensateur à la valeur crête de l'impulsion à analyser et on le décharge à courant constant.

Le codage de l'intervalle de temps est effectué dans une unité séparée et transistorisée comprenant un oscillateur déclenché à 10 MHz.

Sur les positions 64 canaux \times 1 V, le temps mort moyen est de $7 \mu\text{s}$.

CONDITIONNEMENT EN TEMPS RÉEL

Le conditionneur en temps réel n'existe pas sous forme d'ensemble distinct.

Le codeur d'amplitude émet un signal d'interrogation indiquant que l'amplitude du signal A qu'il reçoit est bien comprise entre ses seuils inférieur et supérieur.

De même, le codeur de temps met continuellement en phase le signal T, mais ne le transmet que s'il se trouve à l'intérieur d'une zone d'intérêt en temps de vol. La coïncidence entre les signaux provenant des deux codeurs déclenche la lecture au vol du nombre exprimant le temps de vol et commande le début de l'analyse en amplitude. Si le codeur d'amplitude ne reçoit pas cette impulsion $1 \mu\text{s}$ après l'émission du signal d'interrogation, le condensateur d'allongement est déchargé rapidement ($< 0,5 \mu\text{s}$).

Enregistrement des informations

Le choix de la bande magnétique s'impose en raison du grand nombre d'informations élémentaires à enregistrer et de l'avantage qu'elle présente de permettre le dépouillement rapide de l'expérience en lisant la bande à une vitesse plus élevée. On peut gagner ainsi un facteur 16 à 32.

BANDES MAGNÉTIQUES

La platine de bandes magnétiques est un Ampex FR 100 à six vitesses de déroulement en progression géométrique ($1^{7/8}$, $3^{3/4}$, $7^{1/2}$, 15, 30, 60 pouces/s) équipé de blocs de têtes d'écriture et de lecture à seize pistes en ligne.

Afin de réduire au minimum les délais d'étude et de profiter de l'expérience acquise par d'autres expérimentateurs, nous avons reproduit les circuits décrits et utilisés par PAGÈS à Saclay [5].

Cette méthode, basée sur l'enregistrement direct en impulsions sur une seule ligne, ne permet pas de détecter et par conséquent de rejeter les informations mal lues ou mal enregistrées.

Pour pouvoir suivre en permanence le fonctionnement de l'ensemble, il faut lire la bande pendant l'enregistrement, donc à très basse vitesse et très faible niveau par une tête de lecture séparée, ce qui est assez délicat.

La sortie des informations s'effectue sous forme d'impulsions standardisées, mais qui ne sont pas simultanées à cause du skew et du jitter dus au déroulement de bande. Aussi le groupe de ces impulsions est-il encadré par un signal début de lecture et un signal fin de lecture.

Deux unités de bandes magnétiques ont été réalisées, l'une pour l'enregistrement sur les lieux mêmes de l'expérience, l'autre pour la lecture. Mais, afin de faciliter l'utilisation, les deux unités sont identiques.

MÉMOIRE ARITHMÉTIQUE INTERMÉDIAIRE

Cette mémoire, dont le temps d'accès est de $5 \mu\text{s}$, permet de régulariser l'arrivée des informations sur la bande magnétique et conduit donc à une meilleure utilisation de la longueur de la bande [1].

Elle comporte dix registres de seize chiffres binaires, ce qui permet d'atteindre un coefficient de remplissage de la bande de l'ordre de 80%.

Son temps d'accès ($5 \mu\text{s}$) est inférieur à celui de la mémoire totalisatrice, de sorte que son emploi avant le bloc d'exploitation des résultats peut être avantageux, surtout dans le cas d'expériences avec une source pulsée (p. ex. accélérateur linéaire).

La densité d'enregistrement sur la bande est de 200 digits par pouce, de sorte qu'à la vitesse la plus basse du dérouleur ($17^{1/8}$ pouce/s) on peut analyser des événements dont la fréquence moyenne est de 300 cps.

Si la fréquence moyenne des événements était limitée par les conditions d'expérience au point de tomber à une très faible valeur, il serait possible de concentrer le contenu de la bande magnétique en la transcrivant sur une autre bande en passant par la mémoire intermédiaire.

Exploitation des résultats

Sur bande magnétique, les dix premiers digits sont affectés à l'enregistrement du temps de vol et les six autres à l'amplitude.

Pour le dépouillement d'un spectre du temps de vol (par exemple) on attaque les dix bistables d'adresse de la mémoire totalisatrice à 1024 canaux par les dix digits de la voie temps; le registre correspondant de la mémoire est sélectionné. Sur l'autre voie (l'amplitude dans l'exemple choisi), on place un conditionneur qui délivre un signal de sortie si l'amplitude exprimée sous forme d'un nombre binaire est comprise entre deux limites affichées.

Dans la mémoire totalisatrice, on n'ajoute + 1 au registre sélectionné que si la réponse du conditionneur branché sur l'autre voie de mesure est affirmative.

Dans l'appareil réalisé (fig. 3), des conditionnements sont effectués à la fois sur les voies temps et amplitude, de façon à pouvoir éventuellement utiliser simultanément deux mémoires totalisatrices et à réduire par là le temps de dépouillement.

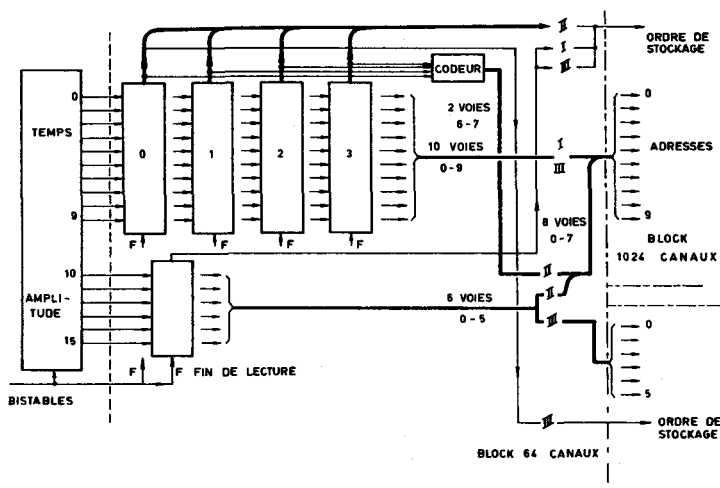


Figure 3
Conditionnement.

- I: 1 spectre de temps de vol dans bloc 1024 canaux
- II: 4 spectres d'amplitude dans bloc 1024 canaux
- III: 1 spectre de temps de vol dans bloc 1024 canaux + 1 spectre d'amplitude dans bloc 64 canaux

Afin de tirer parti de la mémoire à 1024 canaux, on a disposé sur la voie temps quatre conditionneurs, qui permettent de tracer quatre spectres d'amplitudes de 64 canaux avec des conditions de temps de vol différentes.

Un réseau de codage effectue la modification d'adresse nécessaire pour retrouver les quatre spectres dans des canaux adjacents de la mémoire.

La rapidité du dévouillement est pour le moment limitée par la vitesse de déroulement de la bande magnétique.

CONDITIONNEURS

Les impulsions provenant de la bande magnétique sont soumises à un déplacement en temps dont il faut s'affranchir afin d'attaquer correctement des conditionneurs fonctionnant en parallèle [10]. C'est la raison pour laquelle les informations lues sur la bande sont transférées sur seize bistables qui fournissent le signal d'entrée des conditionneurs, dont le signal de sortie est échantillonné par l'impulsion fin de lecture.

Les conditionneurs des voies temps et amplitude comportent le même nombre de digits, afin qu'ils soient interchangeable.

Leur temps de réponse (de l'ordre de $4 \mu s$) est très inférieur à la période de lecture sur la bande magnétique.

BLOC D'EXPLOITATION DES RÉSULTATS

La mémoire totalisatrice et les organes annexes (oscilloscope, enregistreur graphique, perforateur de bande) représentés sur la figure 1 sont groupés dans un ensemble appelé

«bloc d'exploitation des résultats». Cet appareil comporte les mêmes éléments qu'un sélecteur de temps de vol conventionnel à mémoire à ferrite, mais il y a un accès en parallèle au registre des bascules qui constituent l'échelle d'adresse, et l'on a la possibilité de commander le cycle mémoire (avec addition + 1) soit par un ordre extérieur, soit par une adresse non nulle.

Le bloc mémoire à 1024 registres de seize chiffres binaires présente les particularités suivantes:

a) Les registres de la mémoire fonctionnent en code binaire pur. Ceci permet de diminuer la durée du cycle total de mémoire (12 μ s) grâce à l'emploi d'un additionneur binaire rapide. Mais, en contrepartie, il faut transcoder les résultats de binaire en décimal pour l'impression. D'où l'emploi d'un transcodeur binaire-décimal (2 ms pour seize digits binaires).

b) La sortie des résultats se fait par perforation de bande. Cette méthode permet d'accélérer considérablement la sortie des résultats et de gagner par conséquent sur le temps utile. La bande perforée peut être imprimée sur un ensemble télétype ou servir de bande de constantes pour calculateur électronique.

c) La visualisation par oscilloscope du contenu des 1024 canaux en 1, 2, 4 ou 8 traces est extrêmement utile pour suivre le déroulement de l'expérience. Elle permet également la comparaison des spectres entre eux.

Conclusion

On peut noter que les circuits les plus rapides ont été réalisés à tubes, tandis que tous les autres sont basés sur l'emploi de circuits à transistors en cablage imprimé sur des cartes de dimensions standardisées au C.E.A.

Les difficultés rencontrées lors de la mise au point de l'ensemble montrent que les développements doivent porter sur les points suivants:

a) Accroissement de la sécurité par un contrôle automatique permanent de chaque élément;

b) Augmentation des possibilités de commande automatique du fonctionnement de chaque élément afin d'assouplir les conditionnements en temps réel;

c) Centralisation des commandes pour diminuer le risque de fausses manœuvres.

d) Extension des possibilités de conditionnement au moment du dépouillement.

RÉFÉRENCES

- [1] AMRAM, Y., GUILLON, H. et TANDARDINI, D., «Mémoire arithmétique intermédiaire», vol. II du présent ouvrage, p. 91.
- [2] CHASE, R. L., L'électronique nucléaire — Nuclear Electronics II, AIEA, Vienne (1959), 223.
- [3] MAC MAHON, J. P., L'électronique nucléaire — Nuclear Electronics II, AIEA, Vienne (1959), 308.
- [4] WATERS, J. B. et BIRD, J. R., *Nucleonics* 19 (1961) 3.
- [5] PAGÈS, A., L'électronique nucléaire — Nuclear Electronics II, AIEA, Vienne (1959), 283.
- [6] PAGÈS, A., Vol. II du présent ouvrage, p. 185.
- [7] OLLIVIER, B., POUSSOT, R. et THÉNARD, J., «Horloge à 20 MHz à transistors», vol. II du présent ouvrage, p. 81.
- [8] THÉNARD, J., «Codage en temps par échelle binaire», vol. II du présent ouvrage, p. 101.
- [9] SCHULTZ, H. L., PIEPER, G. F. et ROSLER, L., *Rev. sci. Instrum.* 27 (1956) 437.
- [10] AMRAM, Y., GUILLON, H. et THÉNARD, J., «Comparateur de nombres binaires», vol. II du présent ouvrage, p. 85.

HORLOGE A 20 MHz A TRANSISTORS

B. OLLIVIER, R. POUSSOT ET J. THÉNARD

CENTRE D'ÉTUDES NUCLÉAIRES DE SACLAY

FRANCE

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

20 MHz transistorized clock. This clock, which is designed for a time of flight selector with 50-ns band width, has the same function as a triggered oscillator. The oscillator is fitted with a 40-MHz quartz to ensure high precision on the band width. This frequency is halved by means of a flip-flop. Through a phasing circuit the triggering pulse controls the opening of a gate with a phase suitable to pass the 20-MHz pulses thus obtained towards the outer circuits. In this way, the resulting series of pulses starts with an uncertainty of ± 12.5 ns with respect to the moment of triggering.

The apparatus is made up of eleven transistors.

Horloge à 20 MHz à transistors. Cette horloge, destinée à un sélecteur de temps de vol de 50 ns de largeur de bande, a la même fonction qu'un oscillateur déclenché. Afin d'assurer une excellente précision sur la largeur de bande, l'oscillateur est équipé d'un quartz de 40 MHz. Cette fréquence est démultipliée par 2 à l'aide d'une bascule. L'impulsion de déclenchement commande, par l'intermédiaire d'un circuit de mise en phase, l'ouverture d'une porte avec une phase convenable pour permettre le passage des impulsions à 20 MHz ainsi obtenues vers les circuits extérieurs. Ainsi, le train d'impulsions résultant débute avec une incertitude de $\pm 12,5$ ns par rapport à l'instant de déclenchement.

Le montage comporte onze transistors.

Транзисторные часы на 20 мегагерц. Эти часы, предназначенные для селектора времени пролета в 50 наносекунд ширины полосы, имеют ту же функцию, что и спусковой генератор. Генератор имеет кварцевый кристалл на 40 мегагерц для обеспечения высокой точности на ширине полосы. Эта частота делится на 2 при помощи опрокидывающейся схемы. Пусковой импульс регулирует при помощи схемы синхронизации открытие схемы в подходящей фазе, чтобы позволить поступление импульсов в 20 мегагерц во внешние цепи. Таким образом, ряд полученных импульсов начинается с неточностью в $\pm 12,5$ ns по отношению к моменту пуска.

Схема включает 11 транзисторов.

Reloj transistorizado de 20 MHz. Este reloj está destinado a un selector de tiempos de vuelo de 50 ns de ancho de banda. Desempeña las mismas funciones que un oscilador disparado. Va equipado con un cuarzo de 40 MHz que asegura una excelente precisión en todo el ancho de la banda. Un circuito biestable reduce esta frecuencia a la mitad. Por intermedio de un circuito de puesta en fase, el impulso de disparo ocasiona la abertura de una puerta con una fase conveniente para permitir que los impulsos de 20 MHz así obtenidos pasen a los circuitos exteriores. De este modo, el tren de impulsos resultante se inicia con una incertidumbre de $\pm 12,5$ ns con respecto al instante de disparo.

El sistema contiene once transistores.

Introduction

Les sélecteurs d'amplitudes et de temps de vol modernes exigent l'emploi d'oscillateurs déclenchés précis fonctionnant à des fréquences de 10 ou 20 MHz [1]. La précision relative maximale désirée en fonction des variations de température et des tensions d'alimentation est de l'ordre de 10^{-4} . Une telle précision est plus facilement garantie par un oscillateur à quartz, que par un oscillateur à circuit L.C.

Quoiqu'il soit possible, sinon facile, de déclencher un oscillateur à quartz, nous préférons la méthode utilisant un oscillateur libre, dont la tension de sortie est appliquée en temps utile aux circuits suivants par l'ouverture d'une porte. Afin de réduire les fluctuations de l'intervalle de temps séparant l'ouverture de la porte de la première impulsion d'horloge, la fréquence de l'oscillateur f_0 est toujours un multiple de la fréquence d'horloge f_h désirée, cette dernière étant obtenue par une démultiplication ultérieure. Il est facile de montrer que si $f_0/f_h = k$ les impulsions d'horloge fluctuent de $\pm 1/2 k f_h$ autour de leur position moyenne et par rapport à l'instant d'ouverture, leur densité étant constante dans l'intervalle compris entre $-1/2 k f_h$ et $+1/2 k f_h$.

L'horloge présentée décrite entre dans un programme général d'adaptation des transistors aux circuits impulsionsnels. Elle est dérivée d'un appareil analogue équipé de tubes électroniques. La fréquence d'horloge est égale à 20 MHz; celle de l'oscillateur est actuellement limitée à 40 MHz (comme avec les tubes électroniques), mais elle pourra sans doute être portée à 80 MHz dans un avenir assez proche.

Constitution de l'appareil

L'oscillateur à 40 MHz attaque, par l'intermédiaire de circuits séparateurs, une première porte P_1 . Celle-ci est ouverte, à un instant quelconque par rapport à la phase de l'oscillateur, par un circuit bistable recevant le signal de départ et, par la suite, le signal d'arrêt. Le train d'impulsions ainsi découpé accède à une bascule qui devra fournir le signal d'horloge à 20 MHz. Toutefois, en raison de l'indétermination de l'amplitude de la première impulsion issue de la porte P_1 , les premiers changements d'états sont perturbés; une attente de quatre basculements est nécessaire pour avoir la quasi-certitude que le fonctionnement de la bascule est devenu correct; les impulsions d'horloge fournies directement par la bascule sont alors admises vers la sortie, par

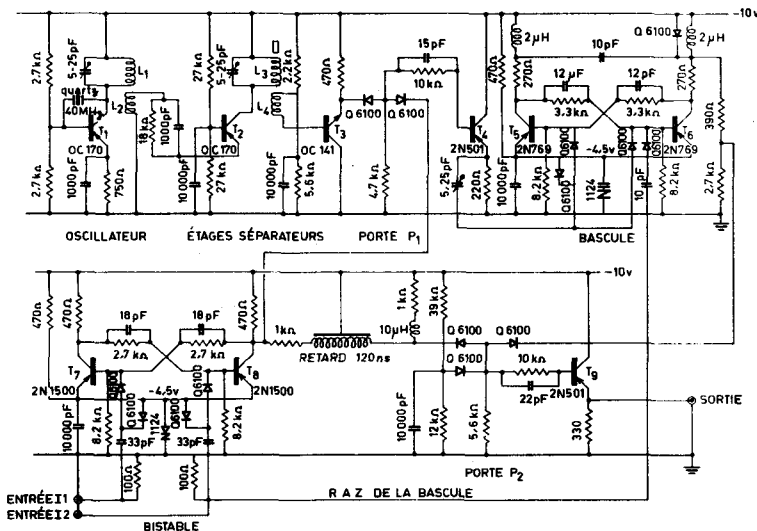


Figure 1
Schéma d'ensemble.

l'ouverture d'une seconde porte P_2 . On reconnaît ici le principe de fonctionnement d'un circuit de mise en phase déjà décrit [2].

Description

OSCILLATEUR

L'oscillateur choisi [3], du type Pierce, procure, sans précaution spéciale, une fréquence suffisamment stable en fonction de la température; son coefficient de température moyen, égal à $8 \cdot 10^7/^{\circ}\text{C}$, pourrait éventuellement être abaissé par une compensation thermique insérée dans l'émetteur. La dérive de fréquence en fonction de la tension d'alimentation est pratiquement nulle.

ETAGES SÉPARATEURS

L'étage amplificateur accordé, équipé de T_2 en montage à base commune, isole efficacement l'oscillateur des circuits d'utilisation. Il est suivi d'un étage à collecteur commun T_3 , dont le gain en courant permet de commander la porte P_1 dans de bonnes conditions.

BASCULE

La bascule T_5 — T_6 ne présente pas de point d'intérêt particulier; elle est attaquée à partir d'un étage à collecteur commun T_4 . Les signaux de sortie positifs sont prélevés sur la self-inductance dans le collecteur de T_6 ; une capacité de faible valeur reliée au circuit de collecteur de T_5 réduit l'amplitude des résidus négatifs, par injection d'une tension opposée.

BISTABLE

Le bistable T_7 — T_8 , dont le schéma est dérivé de celui de la bascule, reçoit une impulsion positive L_1 au moment du départ. Le signal rectangulaire positif résultant de la saturation de T_8 est appliqué directement à la porte P_1 , et provoque son ouverture immédiate. Ce signal, retardé de 120 ns par une ligne à retard constituée de 40 cm environ de câble LTT 1000/11 (retard linéique: $2,5 \cdot 10^{-7}$ s/m; impédance caractéristique: 1000 Ω), ouvre ensuite la porte P_2 .

De cette façon, la première impulsion d'horloge correspond à la cinquième impulsion, bien formée, du train issu de la porte P_1 .

L'application d'une impulsion positive en I_2 ramène le bistable et les portes à leur état primitif. Cette impulsion est également dirigée sur la base du transistor T_6 afin d'assurer que ce dernier soit dans l'état de non-conduction lors du prochain déclenchement du circuit.

CIRCUIT DE SORTIE

Le meilleur circuit expérimenté pour transmettre sous basse impédance les impulsions d'horloge aux circuits d'utilisation, est un simple étage à collecteur commun à fort débit. Celui-ci peut supporter une charge capacitive pouvant atteindre 75 pF. Les impulsions de sortie possèdent une amplitude de +1 V et une largeur de 10 ns à 50% de l'amplitude nominale.

Conclusion

L'horloge décrite fonctionne correctement; elle servira à équiper un sélecteur de temps de vol de 50 ns de largeur de bande. Comparativement à l'appareil équivalent équipé de tubes électroniques, outre les avantages habituels des transistors (robustesse, faible encombrement et consommation réduite), nous pensons que son fonctionnement est légèrement plus satisfaisant en raison de l'aptitude à la commutation rapide de certains transistors modernes; d'autre part, si l'étude d'un tel appareil n'est pas plus facile avec des transistors qu'avec des lampes, elle est nettement plus rapide. Sa réalisation et sa mise au point industrielles semblent également présenter beaucoup moins de difficultés.

RÉFÉRENCES

- [1] AMRAM, Y., Sélecteur bidimensionnel type 2X3.
- [2] AMRAM, Y., GUILLON, H. et OLLIVIER, B., *Onde élect.* **38** (1958) 377 et 633.
- [3] SHEA, R. F., *Transistor Circuit Engineering*, John Wiley and Sons, New York (1958), 234.

COMPAREUR DE NOMBRES BINAIRES

Y. AMRAM, H. GUILLON ET J. THÉNARD

CENTRE D'ÉTUDES NUCLÉAIRES DE SACLAY

FRANCE

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

Binary number comparator. A comparator of numbers expressed in the natural binary system, working in parallel, has been produced. This makes it possible to ascertain whether an unknown number X is smaller or greater than a given number A ; the case where $X = A$ is not in evidence.

The apparatus uses medium quality transistors and has a response time of the order of $1 \mu s$.

A combination of two comparators working together forms a "conditioner" which identifies the condition $A < X < B$. By making certain adjustments, the limits can be contained within the conditioning interval.

Compareur de nombres binaires. Un compareur de nombres exprimés dans le système binaire naturel, fonctionnant en parallèle, a été réalisé. Il permet de reconnaître si un nombre inconnu X est inférieur ou supérieur à un nombre donné A , l'égalité $X = A$ n'étant pas mise en évidence.

L'appareil construit avec des transistors de qualité moyenne a un temps de réponse de l'ordre de $1 \mu s$.

L'association de deux compareurs fonctionnant en coïncidence constitue un «conditionneur» qui met en évidence la condition $A < X < B$. Moyennant certaines modifications, les bornes peuvent être incluses dans l'intervalle de conditionnement.

Сравнитель двоичных чисел. Был создан параллельно включаемый сравнитель чисел, выраженных в натуральной двоичной системе. Он дает возможность определять, является ли неизвестное число X больше или меньше данного числа A , не выявляя равенства $X = A$.

Аппарат построен на транзисторах среднего качества со временем срабатывания порядка $1 \mu s$.

Спаривание двух действующих по принципу совпадений сравнителей образует „кондиционер“, который выявляет условие $A < X < B$. При помощи некоторых изменений в кондиционированный интервал могут быть включены промежуточные зажимы.

Comparador de cifras binarias. Se ha construido un comparador de cifras expresadas en el sistema binario natural que funciona en paralelo. Permite determinar si una cifra desconocida X es inferior o superior a una cifra dada A ; la igualdad $X = A$ no se pone en evidencia.

El aparato está construido con transistores de calidad media y tiene un tiempo de respuesta del orden de $1 \mu s$.

La asociación de dos comparadores que funcionen en coincidencia constituye un «condicionador» que hace evidente la condición $A < X < B$. Merced a algunas modificaciones, los terminales pueden incluirse en el intervalo de acondicionamiento.

Introduction

L'utilisation du sélecteur bidimensionnel 2×3 s'effectue en deux temps:

a) Les caractéristiques des événements sont enregistrées sur une bande magnétique à mesure qu'elles arrivent;

b) Les données enregistrées sont ensuite dépouillées par un appareil de traitement des résultats, dont le double but est de réaliser un tri parmi l'ensemble des informations recueillies et d'effectuer la statistique de celles qui sont retenues [1].

Chaque mot de seize chiffres binaires, inscrit sur la bande, se décompose en deux parties: la première, affectée au temps, comporte dix chiffres; la seconde, relative à l'amplitude, comprend les six autres.

Lors du dépouillement, le problème se pose de pouvoir extraire de l'enregistrement un spectre de temps correspondant à une bande d'amplitude comportant un ou plusieurs canaux, ou un spectre d'amplitude satisfaisant à une condition sur le temps. Autrement dit, il est nécessaire de réaliser un appareil indiquant qu'un nombre X inconnu, exprimé dans le code binaire naturel, satisfait à la condition: $X_{\min.} \leq X \leq X_{\max.}$; nous l'appellerons «conditionneur».

Le problème posé peut recevoir des solutions plus ou moins classiques; toutefois, une solution originale a été trouvée, qui permet de mettre directement en évidence la condition $A < X < B$; étant donné les circonstances qui vont être exposées, cette solution est la seule qui soit satisfaisante.

Exposé du problème — Solutions possibles

Il est essentiel que le temps de réponse du conditionneur soit suffisamment bref; la lecture d'un mot demandant un minimum de 30 μ s, il est désirable qu'il ne soit pas supérieur à 10 μ s.

D'autre part, l'appareil doit présenter une grande sécurité de fonctionnement, donc être simple, et, autant que possible, avoir un faible prix de revient, puisque plusieurs conditionneurs peuvent être utilisés simultanément.

Les données techniques sont les suivantes: le nombre X comporte dix chiffres binaires au maximum, et l'intervalle de conditionnement peut prendre des valeurs comprises entre 1 et environ 100.

Les solutions que l'on peut envisager sont les suivantes:

1. SOLUTION PAR DÉCODAGE

Il est relativement facile, à l'aide de circuits de coïncidence, de reconnaître si un nombre X est égal à un autre nombre déterminé. Mais si l'opération doit porter sur un grand nombre d'égalités il est nécessaire d'établir un réseau complet de coïncidences en pyramide permettant la sortie de chacun des nombres possibles sur une voie particulière. Pour des nombres de dix chiffres binaires, conduisant à 1024 sorties, il est difficile d'envisager une telle solution en raison de la complexité qu'elle implique.

Une simplification peut toutefois être obtenue en fractionnant l'intervalle de conditionnement en groupes de 1, 2, 4 ... 2^n canaux; une telle méthode conduirait à exiger, de la part de l'opérateur, une grande attention au cours du réglage de l'appareil, et, pour cette raison, elle n'est pas très satisfaisante.

Les solutions par décodage ont l'avantage d'une réponse quasi immédiate; leur rapidité serait toutefois superflue dans le cas présent.

2. SOLUTION PAR INTERROGATION

Elle consiste à examiner successivement toutes les réponses favorables possibles, par exemple de la manière suivante: le nombre X est contenu dans un registre et $X_{\min.}$ dans un compteur; on applique à ce compteur un nombre d'impulsions ($X_{\max.} - X_{\min.}$) et l'on compare à chaque instant les contenus du registre et du compteur, jusqu'à la détection éventuelle d'une égalité.

L'emploi de circuits relativement rapides nous permet de supposer que chaque opération élémentaire pourrait être effectuée en $1 \mu s$. Par conséquent, si $X_{\max.} - X_{\min.} = 100$, la réponse finale ne serait obtenue, dans la majorité des cas, qu'au bout de $100 \mu s$.

Cette méthode, suffisamment simple, mais un peu lente, aurait été envisagée favorablement si une méthode plus directe n'avait été trouvée.

3. SOLUTION ADOPTÉE

Le principe en est le suivant: deux «comparateurs» mettent séparément en évidence les conditions $X > A$ et $X < B$, puis une coïncidence est réalisée entre les deux résultats. La possibilité d'effectuer ces opérations avec des circuits fonctionnant en parallèle, donc d'une façon rapide, a été suggérée par l'étude antérieure d'un additionneur.

Principes logiques de la solution adoptée

Le principe fondamental suit le processus mental qui nous permet de comparer deux nombres: les chiffres binaires de même rang relatifs aux deux nombres X et A sont comparés deux à deux, à partir des plus significatifs, jusqu'à ce qu'une inégalité soit remarquée; le sens de cette inégalité est alors le même que celui de l'inégalité des deux nombres; toutefois, le mode de fonctionnement envisagé est tel que la comparaison s'effectue, non pas d'une manière séquentielle, mais simultanée, et qu'une prédominance est accordée à l'inégalité portant sur le couple de chiffres le plus significatif.

Un tel mode de fonctionnement sous-entend que le résultat définitif n'est obtenu qu'après un délai supérieur au temps de réponse du circuit de comparaison élémentaire le plus lent.

Les deux nombres sont de la forme:

$$X = x_n 2^n + x_{n-1} 2^{n-1} + \dots + x_k 2^k + \dots + x_1 2^1 + x_0 2^0$$

et

$$A = a_n 2^n + a_{n-1} 2^{n-1} + \dots + a_k 2^k + \dots + a_1 2^1 + a_0 2^0.$$

Nous devons comparer les chiffres tels que x_k et a_k . Cette comparaison donnera lieu à un signal s_k , si $x_k > a_k$ et à un signal i_k si $x_k < a_k$. Nous devons donc réaliser les opérations logiques satisfaisant aux tables de vérité suivantes:

a	x	i	s
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0

Pratiquement, la méthode la plus aisée fait appel à des circuits «ET» effectuant les produits logiques:

$$a \bar{x} = i \quad \text{et} \quad \bar{a} x = s.$$

Il est donc nécessaire d'engendrer les signaux complémentaires: \bar{x}_k et \bar{a}_k .

Réalisation pratique d'un comparateur

Le nombre A étant affiché manuellement pour une durée relativement longue, les deux circuits ET sont réalisés de la façon la plus simple, avec un interrupteur double (fig. 1).

L'ensemble des interrupteurs constitue ainsi le registre contenant le nombre A .

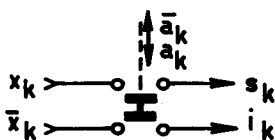


Figure 1
Circuits ET.

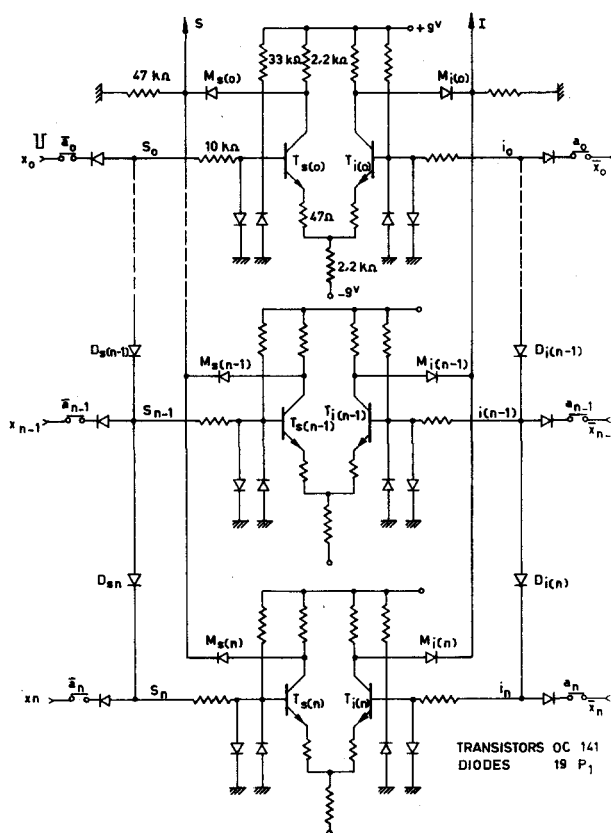


Figure 2

Schéma de principe d'un comparateur (transistors OC141, diodes 19P1).

Le reste des opérations consiste à transmettre le signal s_k (ou i_k), depuis les chiffres les plus significatifs vers les moins significatifs (c'est le rôle des diodes D_s et D_i de la figure 2) et d'inhiber toute sortie des signaux de signification contraire i_h (ou s_h), avec $h < k$. Cette dernière fonction est assumée par les transistors T; en outre, ces transistors jouent un rôle amplificateur et séparateur.

Un simple exemple numérique permet d'expliquer le fonctionnement de l'ensemble. Supposons que $a_n = 1$, $x_n = 1$, $a_{(n-1)} = 0$ et $x_{(n-1)} = 1$. Aucun signal n'est appliqué aux transistors T_{sn} et T_{in} ; par contre, $T_{s(n-1)}$ reçoit une impulsion négative représentant $s_{(n-1)}$, transmise par les diodes D_s aux transistors $T_{s(n-2)}$, $T_{s(n-3)}$, ... $T_{s(0)}$. Il en résulte l'apparition de signaux amplifiés positifs sur les collecteurs des mêmes transistors, signaux dont la somme logique, obtenue grâce aux diodes M_s , sort en S. Tout signal s apparaissant sur les voies $(n-2)$, $(n-3)$, ... (0) n'apporte pas d'effet supplémentaire. D'autre part, tout signal i , appliqué aux mêmes voies, n'a pas d'effet sur la sortie I; ainsi, par exemple, le signal i_0 se trouverait en anticoincidence avec $s_{(n-1)}$, transmis par les diodes $D_{s(n-1)}$, $D_{s(n-2)}$, ... $D_{s(0)}$, grâce à l'amplificateur différentiel $T_{s(0)} - T_{i(0)}$.

Un tel comparateur permet à la fois de mettre en évidence les inégalités $X > A$ ou $X < A$. Un conditionneur est donc constitué par deux comparateurs identiques, la sortie I du premier étant mise en coïncidence avec la sortie S du second.

L'intervalle de conditionnement est défini par $X_{\min.} = A + 1$ et $X_{\max.} = B - 1$; en effet, du fait de l'absence de réponse des comparateurs pour $X = A$ ou $X = B$, les bornes A et B sont exclues. Ceci n'a pas d'importance, puisque dans les cas pour lesquels $X_{\min.} = 0$, ou pour lesquels $X_{\max.} = 2^n - 1$, l'intervalle de conditionnement est défini par un seul comparateur mettant en évidence soit la condition $X < B$, soit la condition $X > A$.

Toutefois, différents moyens existent pour inclure les bornes dans l'intervalle de conditionnement.

Le plus simple à mettre en œuvre sera seul indiqué.

Soit à mettre en évidence la condition $X \geq A$. Le comparateur donnant seulement une réponse pour $X > A$, il suffit d'ajouter à X une quantité x_z telle que $0 < x_z < 1$ pour que cette réponse corresponde à $X \geq A$. Cette quantité x_z s'introduit tout naturellement comme un chiffre supplémentaire existant systématiquement à la droite du nombre X , auquel on attribue la valeur $2^{-1} = 1/2$ et qui s'oppose au chiffre correspondant $a_z = 0$ du nombre A . Ce perfectionnement exige simplement l'adjonction d'un élément supplémentaire au comparateur.

Résultats pratiques

Chaque élément de comparateur est monté sur une carte imprimée d'un format de 10×10 cm. Deux conditionneurs, soit quatre comparateurs à dix éléments sont contenus dans un rack standard de trois unités.

Il serait possible d'employer largement plus de dix éléments par comparateur sans rien changer au schéma de la figure 2. Toutefois, à partir de quinze éléments, il serait prudent de prendre des précautions tendant à éviter un affaiblissement prohibitif sur les lignes de diodes, et de trop nombreuses entrées sur les circuits de mélange.

Le délai de réponse d'un comparateur est égal à environ $3 \cdot 10^{-7}$ s. Son temps de résolution dépend essentiellement des circuits de sortie; dans le cas présent, les circuits de mélange à diodes introduisent un allongement des impulsions, en raison de la capacité

d'entrée des organes qui suivent; étant donné la nécessité d'un écrêtage des signaux de sortie vers le haut et vers le bas, il est possible de réduire l'incidence de cet allongement sur le temps de résolution, en diminuant la tension de sortie. Ce temps de résolution est actuellement égal à environ $4 \mu\text{s}$ pour une tension de sortie de 3 V.

Conclusion

La méthode utilisée et la réalisation qui en a été faite, répondent bien à nos besoins. L'appareil est simple, peu coûteux, se prête bien à une réalisation industrielle, n'exige pratiquement pas de mise au point; il possède une excellente sécurité de fonctionnement, et il est suffisamment rapide pour les besoins actuels, sans toutefois que l'on ait spécialement étudié ce point de vue.

Les sélecteurs bidimensionnels du type 2X3 sont équipés actuellement de six conditionneurs; quatre sont affectés au conditionnement en temps, un au conditionnement en amplitude, le dernier restant en réserve. Il est prévu dans l'avenir d'en augmenter le nombre, afin d'utiliser avec un meilleur rendement les blocs de dépouillement des résultats à 1024 et 4096 canaux.

Les circuits comparateurs pourraient probablement trouver d'autres applications dans le domaine du calcul arithmétique, d'autant plus que le principe mis en œuvre permet, sans modification, de travailler dans de nombreux codes binaires pondérés d'utilisation courante, tels les codes «8. 4. 2. 1», «2. 4. 2. 1», le code à «excès de 3» ou code de Stibitz, le code biquinaire, etc. Le dispositif décrit a été breveté*.

RÉFÉRENCES

- [1] AMRAM, Y., Sélecteur bidimensionnel type 2X3, vol. II du présent ouvrage, p. 73.
- [2] HOONTON, I. N., A digital discriminator and single channel analyser, Rapport A.E.R.E. R-3402 (1960).

* Brevet français P.V. 854.016, déposé le 27 février 1961. Un document récemment reçu [2] décrit un conditionnement dont la réalisation est basée sur des principes différents de celui qui vient d'être décrit.

MÉMOIRE ARITHMÉTIQUE INTERMÉDIAIRE

Y. AMRAM, H. GUILLON ET D. TANDARDINI

CENTRE D'ÉTUDES NUCLÉAIRES DE SACLAY

FRANCE

Abstract — Résumé — Аннотация — Resúmen

Intermediate arithmetic memory. This memory is designed to smooth the random flow of previously coded information, in preparation for recording on magnetic tape. It is made up of ten registers with 16 binary digits and two ten-position switches, one controlling writing and the other reading; auxiliary circuits ensure the correct position of each of the switches with respect to the other.

As a result of the very small capacity and low persistence required, the memory elements selected are condensers insulated by silicon diodes.

The main characteristics are as follows: access time less than $10\ \mu\text{s}$; output rate: 0.25, 0.5, 1 or 2 ms.

Only the switch circuits are fitted with standard electronic tubes and trochotrons. The logical transistor circuits and the memory elements are mounted on printed cards 10 by 10 cm.

The instrument appears as a rack of five units, 50 cm deep.

Mémoire arithmétique intermédiaire. Cette mémoire est destinée à régulariser l'arrivée d'informations préalablement codées, en vue de les enregistrer sur bande magnétique. Elle comporte dix registres à seize chiffres binaires et deux commutateurs à dix positions, l'un commandant l'écriture, l'autre la lecture; des circuits auxiliaires assurent l'avancement correct de chacun des commutateurs par rapport à l'autre.

En raison de la capacité minime demandée et de la faible persistance nécessaire, les éléments de mémoire choisis sont des condensateurs isolés par des diodes au silicium.

Les principales caractéristiques sont les suivantes: temps d'accès inférieur à $10\ \mu\text{s}$; cadence de sortie: 0,25 - 0,5 - 1 ou 2 ms.

Seuls les circuits de commutation sont équipés de tubes électroniques classiques et de trochotrons. Les circuits logiques à transistors et les éléments de mémoire sont montés sur des cartes imprimées de 10×10 cm.

L'appareil se présente sous la forme d'un rack de cinq unités d'une profondeur de 50 cm.

Промежуточное арифметическое запоминающее устройство. Это запоминающее устройство предназначено для регулирования поступления предварительно кодированной информации для занесения ее на магнитную ленту. Оно состоит из 10 регистров с 16-тью двоичными цифрами и двух коммутаторов с 10 позициями, один из которых управляет пишущим, а другой читающим приспособлениями. Вспомогательные цепи обеспечивают правильное положение каждого коммутатора по отношению к другому.

Ввиду незначительной требуемой емкости и непродолжительности удержания информации в качестве элементов запоминающего устройства были выбраны конденсаторы, изолированные кремниевыми диодами.

Основными характеристиками являются: время подхода меньше $10\ \mu\text{s}$; частота выхода: 0,25 - 0,5 - 1 или 2 ms.

Только цепи переключения оборудованы обычными электронными и трохотронными лампами. Транзисторные логические цепи и элементы запоминающего устройства смонтированы на печатных схемах размером 10×10 см.

Устройство выглядит в виде состоящей из 5 блоков этажерки глубиной в 50 см.

Memoria aritmética intermediaria. La "memoria" que describen los autores sirve para regularizar la recepción de informaciones previamente codificadas, a fin de inscribirlas sobre una cinta magnética. Está integrada por diez registros de dieciséis cifras binarias y dos conmutadores

de diez posiciones, que gobiernan, uno la escritura y el otro la lectura; además hay circuitos auxiliares que aseguran el avance correcto de cada conmutador con respecto al otro.

Debido al reducido valor de la capacidad mínima exigida y de la persistencia necesaria, se han adoptado como elementos de memoria condensadores aislados mediante diodos de silicio.

He aquí sus principales características: tiempo de acceso inferior a $10\ \mu\text{s}$; cadencia de salida: 0,25 - 0,5 - 1 ó 2 ms.

Solamente los circuitos de conmutación están provistos de tubos electrónicos de tipo corriente y de trocrones. Los circuitos lógicos a base de transistores y los elementos de la memoria vienen montados sobre cartones impresos de $10 \times 10\ \text{cm}$.

El aparato adopta la forma de un estante (rack) de cinco unidades, de 50 cm de profundidad.

Introduction

Dans certains domaines de la physique nucléaire, la tendance actuelle est d'enregistrer simultanément un grand nombre de données de façon à utiliser avec plus de profit les grands accélérateurs, à obtenir plus rapidement les résultats recherchés, et à ne pas être obligé de fractionner certaines expériences pour lesquelles les conditions de reproductibilité ne sont pas assurées d'une façon parfaite. Il est donc nécessaire de faire appel à une mémoire de très forte capacité pour enregistrer des données qui doivent être classées dans un nombre de canaux qui peut facilement dépasser 10000.

Le problème se pose pour certains sélecteurs de temps de vol simples ou à plusieurs voies de mesure [1] [2] et les sélecteurs multidimensionnels [3].

Dans l'état actuel de la technique, seul l'enregistrement magnétique sur bande multipiste permet d'obtenir économiquement la capacité nécessaire.

Cependant, l'enregistrement direct d'événements dont la répartition peut être considérée comme aléatoire conduirait à une très mauvaise utilisation de la bande magnétique. On peut en effet facilement démontrer que, dans ces conditions, le rapport de la longueur enregistrée à la longueur totale de la bande, ou «taux de remplissage», est égal à la perte statistique relative tolérée. Etant donné qu'une expérience déterminée exige l'enregistrement d'un certain nombre d'informations élémentaires dont l'ordre de grandeur est 10^6 , et qu'une information occupe environ 0,1 mm sur la bande, on établit que, pour une perte relative maximum de 1%, la longueur de bande déroulée peut aisément atteindre quelques dizaines de kilomètres.

L'intérêt d'une mémoire intermédiaire réside principalement dans le fait que, l'arrivée des informations sur la bande étant régularisée, il est facile de porter le taux de remplissage à environ 75%, pour une perte statistique de 1% (voir fig. 6).

Une autre circonstance à considérer est que le temps nécessaire à l'enregistrement d'une information sur la bande est inversement proportionnel à la vitesse de défilement; selon la fréquence moyenne d'apparition des informations, il est possible, dans des cas fréquents, de choisir une vitesse optimale permettant la meilleure utilisation de la bande. Toutefois, en l'absence de mémoire-tampon, les caractéristiques de l'enregistreur imposent un temps mort minimal, que l'on peut estimer actuellement à $50\ \mu\text{s}$ pour des appareils courants. Ceci conduit parfois à limiter la fréquence moyenne d'arrivée des informations, donc à effectuer certaines expériences en un temps plus long qu'il n'est nécessaire. D'autre part, lorsqu'il s'agit de mesures de temps de vol, un temps mort important peut obliger à effectuer des corrections sur les résultats lorsque l'on travaille avec des sources intenses.

Une mémoire intermédiaire présente donc un second intérêt, celui de posséder un temps de résolution presque aussi court qu'on le désire, et en tout cas nettement plus

faible que celui de l'enregistreur sur bande; les limitations imposées par ce dernier, en ce qui concerne la fréquence moyenne d'arrivée des événements, peuvent ainsi être substantiellement réduites.

Les avantages de la régularisation apportée par une mémoire-tampon apparaissent encore plus évidents lorsqu'il s'agit d'événements produits par une source pulsée, dont la fréquence instantanée peut être largement supérieure à la fréquence moyenne.

Nous avons entrepris l'étude d'une mémoire intermédiaire destinée à équiper le sélecteur bidimensionnel 2X3 [3].

L'enregistreur sur bande utilisé est un Ampex du type FR 100 dont les caractéristiques sont les suivantes:

- Vitesses de défilement en pouces/s: $17/8$, $33/4$, $71/2$, 15, 30, 60.
- Nombre d'informations au millimètre: 8.

Les données principales que nous nous sommes fixées au départ et qui seront justifiées par la suite sont les suivantes:

- Nombre de registres: 10.
- Capacité des registres: 16 chiffres binaires.
- Temps de résolution: $5 \mu s$.

Principes de base de la mémoire

CIRCUITS DE COMMUTATION

Le calcul montre que le nombre de registres de la mémoire doit être compris utilement entre 5 et 10 [1]*. Pour la commutation de ces registres, notre choix s'est porté sur des trochotrons, en raison de la simplification qu'ils apportent aux circuits et de leur rapidité de fonctionnement. Le nombre de registres, dans ces conditions, a été naturellement fixé à 10; il était également possible de choisir une valeur égale à 5, afin de réduire le coût de la mémoire.

Le sens d'avancement des trochotrons ne pouvant être inversé, il en résulte deux conséquences: le mode de fonctionnement de la mémoire est du type «premier arrivé, premier servi», ce qui n'a d'ailleurs pas d'incidence sur les résultats; en outre, il est nécessaire de disposer de deux commutateurs, l'un affecté à l'écriture, l'autre à la lecture. L'avancement de ces commutateurs étant commandé par des phénomènes d'origines différentes, il importe que des circuits logiques évitent que les deux commutateurs n'attaquent simultanément le même registre.

ÉLÉMENTS DE MÉMOIRE

Le choix de la nature des éléments de mémoire pose des problèmes technico-économiques en raison de la faible capacité demandée.

L'emploi de tores à cycle d'hystérésis rectangulaire, sous forme d'une matrice de 10×16 , conduit à un volume d'électronique de commande et de lecture qui semble disproportionné avec la capacité de la mémoire.

La persistance de la mémoire n'ayant pas besoin d'être infinie, puisque l'attente maximale ne dépasse pas 18 ms, nous avons opté pour des condensateurs; mais

* Dans les hypothèses de calcul de l'auteur cité et pour une perte statistique de 1%, les taux de remplissage de la bande sont égaux respectivement à 68% et 88% pour 5 et 10 registres.

de difficiles conditions de travail sont exigées, puisque le coefficient d'allongement des impulsions d'entrée doit atteindre environ 4000 (temps d'attente max./temps d'accès: $18000/5 = 3600$).

La solution la plus satisfaisante semble résider dans l'emploi de dispositifs bistables à semi-conducteurs (diodes unijonction, binistors, etc.); une telle solution pourra être envisagée lorsque le développement de tels éléments permettra de les fournir à bas prix.

Etude de la mémoire

GÉNÉRALITÉS

D'après ce qui a été dit précédemment, la mémoire doit comporter 10 registres à 16 éléments, dont 10 sont affectés à l'information concernant le temps d'arrivée et 6 à l'information d'amplitude. Il est utile de signaler dès maintenant que, le codage en temps étant le plus rapide [3], les informations d'amplitude interviennent avec un retard de quelques microsecondes.

Le schéma fonctionnel général de la mémoire est donné par la figure 1. Les informations incidentes sont conservées momentanément dans un registre composé de seize circuits

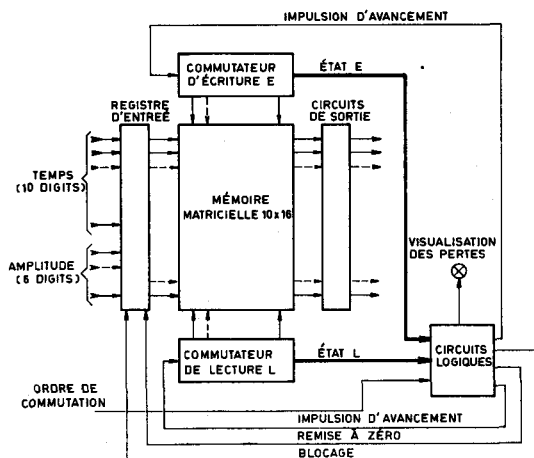


Figure 1
Schéma fonctionnel général de la mémoire.

bistables; le signal de commutation, en concomitance avec l'information d'amplitude, provoque, après un retard suffisant pour que l'enregistrement dans la mémoire soit accompli, la remise à zéro du registre et l'avancement du commutateur d'écriture, lorsqu'il n'existe pas d'interdiction imposée par l'ensemble des circuits logiques. Ces derniers assurent également la commutation de la lecture en temps voulu, ce qui entraîne l'extraction immédiate des informations contenues dans le registre intéressé. Les circuits de sortie effectuent la mise en forme et la transmission sous basse impédance des informations lues.

Toutes les fois qu'une information ne peut être injectée dans la mémoire pour cause de saturation, les circuits logiques délivrent une impulsion qui déclenche un bref signal

lumineux. Cette visualisation des dépassements de capacité est extrêmement utile, parce qu'elle permet à l'opérateur de se rendre immédiatement compte si la fréquence moyenne des événements se trouve en deçà ou au-delà de la limite permise, cette limite étant caractérisée par une croissance extrêmement rapide des pertes en fonction de la fréquence [1].

ÉLÉMENTS DE MÉMOIRE

La figure 2 représente schématiquement un élément de mémoire. Au repos, les interrupteurs E et L, représentant les commutateurs d'écriture et de lecture, sont ouverts. Lorsqu'une information doit être enregistrée, E est fermé; si un «1» doit être enregistré, le générateur G délivre une impulsion positive de 9 V qui charge le condensateur C;

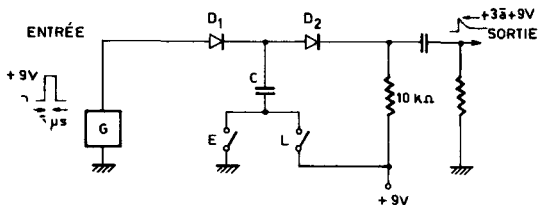


Figure 2
Principe d'un élément de mémoire.

si un «0» est à enregistrer, C ne reçoit aucune charge; à la suite de l'application de l'information, E est ouvert à nouveau. La lecture est obtenue ultérieurement par fermeture de l'interrupteur L, opération qui a pour effet de restituer à la sortie la charge subsistant sur le condensateur.

La valeur de la capacité C est déterminée par les considérations suivantes: le nombre maximal de condensateurs qui peuvent recevoir simultanément une charge est 10, puisque l'information de temps n'est pas enregistrée tout à fait en même temps que l'information d'amplitude; étant donné que le trochotron utilisé comme commutateur d'écriture (type 6700 Burroughs Corp.*) délivre un courant de cible minimal de 5 mA, la capacité C doit pouvoir être chargée sous 9 V, avec un courant constant de 0,5 mA en 5 µs; d'où $C = 270 \text{ pF}$.

La résistance de fuite présentée par les diodes D_1 et D_2 doit avoir une valeur minimale déterminée. Le niveau minimal de l'impulsion de sortie représentant un «1» ayant été fixé à 3 V et le temps d'attente maximal étant environ 20 ms, la constante de temps de décharge de C doit être supérieure à 20 ms. La résistance de fuite, à la température maximale de fonctionnement, soit 45°C, ne doit pas être inférieure à 80 MΩ. D'autre part, le niveau maximal des impulsions parasites a été fixé à 1 V; il ne faut donc pas que la tension asymptotique prise par le condensateur au repos dépasse cette tension. Dans ces conditions, à la température de 20°C, les résistances inverses des diodes D_1 et D_2 doivent être telles que $R_{\text{inv. } D_2}/R_{\text{inv. } D_1} > 10$, $R_{\text{inv. } D_1} > 1000 \text{ M}\Omega$ et $R_{\text{inv. } D_2} > 10000 \text{ M}\Omega$.

* L'emploi du trochotron du type VS10H Etelco, capable de délivrer au moins deux fois plus de courant, pourra permettre prochainement de travailler avec des marges de sécurité plus amples.

Les diodes 13P2 en D_1 et OA202 en D_2 satisfont bien en général à ces conditions; elles doivent pourtant subir une vérification (afin d'éliminer celles qui pourraient être en dehors des spécifications fournies par les constructeurs) et être ensuite appariées.

ORGANISATION DE LA MÉMOIRE

Mémoire proprement dite (fig. 3)

Les éléments de mémoire sont disposés selon une matrice à seize lignes et dix colonnes. Tous les condensateurs d'une même ligne j sont reliés par une série de diodes D_1 à l'entrée A_j , qui reçoit les informations élémentaires et par une série de diodes D_2 à la sortie S_j . Les diodes séparatrices D_3 et D_4 sont des diodes au germanium, à faible chute de tension directe.

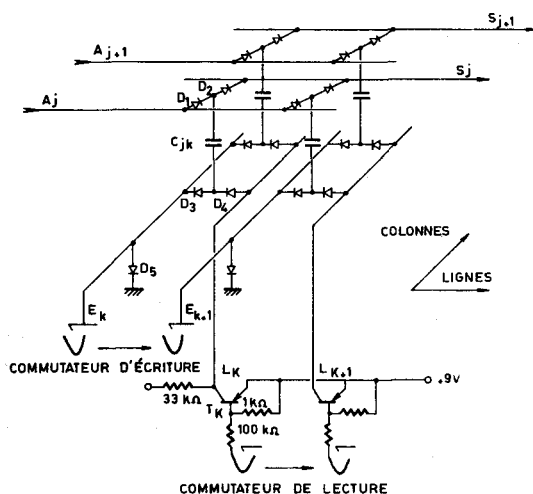


Figure 3

Schéma partiel de la matrice de mémoire (le sens des diodes D_5 doit être inversé).

Si le faisceau du trochotron d'écriture se trouve sur la cible E_k , tous les condensateurs de la colonne k sont susceptibles de se charger sous l'effet des signaux d'entrée. En l'absence de signaux, le courant de cible est dérivé vers la masse par la diode D_5 .

Dès qu'un nouvel ordre d'écriture intervient, le commutateur d'écriture avance d'une position et les condensateurs ayant reçu une charge se déchargent très lentement.

Lorsque le commutateur de lecture arrive à son tour sur la position k , il engendre, grâce au transistor T_k , une impulsion positive de 9 V d'amplitude à la base des condensateurs de la colonne k ; les charges restant sur les condensateurs s'écoulent alors à travers les résistances de sortie.

Opérations logiques

Le principe même de la mémoire est donc extrêmement simple, mais le dépassement de capacité doit être prévu; l'accès à la mémoire doit alors être momentanément interdit.

C'est un des rôles des circuits logiques, chargés en outre d'assurer un avancement cohérent des deux commutateurs (fig. 4).

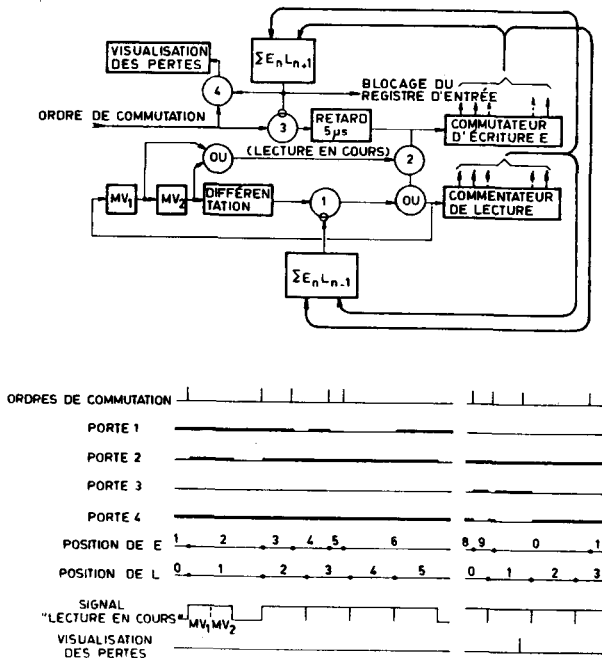


Figure 4
Diagramme fonctionnel des circuits logiques.

Porte fermée Porte ouverte

Au repos, le commutateur d'écriture se trouve sur une position quelconque n , et le commutateur de lecture sur la position $n-1$. Dans ces conditions, l'«ordre de commutation» qui correspond au début de l'injection des informations d'amplitude trouve la porte 3 ouverte; après un retard de $5 \mu s$, il fait avancer d'un pas les deux commutateurs, ce qui entraîne la lecture du registre n qui vient juste de recevoir les informations.

A partir de l'impulsion de commutation, un signal de «lecture en cours» est engendré par les monovibrateurs MV_1 et MV_2 ; la durée de ce signal est celle qui est nécessaire pour l'enregistrement sur la bande magnétique, soit 1 ms par exemple.

La porte 2 étant fermée par le signal «lecture en cours», tout ordre de commutation intervenant pendant sa durée commande uniquement le trochotron d'écriture. Dès l'apparition du premier de ces ordres de commutation, la porte 1 se trouve ouverte par suite de l'absence du signal $\sum_0^9 E_n \cdot L_{n-1}$ qui indiquait que E était en avance d'exactlyement une position par rapport à L. L'impulsion engendrée par différenciation à la fin du signal «lecture en cours» a donc maintenant la possibilité de commander le commutateur L, et le même processus se reproduit autant de fois qu'il est nécessaire pour que le signal $\sum_0^9 E_n \cdot L_{n-1}$ réapparaisse.

Lorsque, à un instant donné, la progression du commutateur E est telle qu'il a pris neuf positions d'avance par rapport à L, le signal $\sum_0^9 E_n \cdot L_{n+1}$, indiquant cette éventualité, bloque la porte 3 et le registre d'entrée, et ouvre la porte 4. Toute commutation de E et toute arrivée d'information se trouvent alors interdites, jusqu'à ce que le commutateur L ait de nouveau avancé d'une position.

Les ordres de commutation inutilisés, passant à travers la porte 4, déclenchent un signal lumineux de «visualisation des pertes» qui dure 20 ms.

RÉALISATION PRATIQUE

Etant donné que l'appareil est entièrement constitué par des circuits de commutation, sa réalisation fait largement appel aux transistors; pourtant, pour des raisons pratiques résultant de la présence des trochotrons, et malgré certains inconvénients, des tubes électroniques équipent les circuits d'attaque et de remise à zéro des commutateurs de lecture et d'écriture.

Du point de vue pratique, pour des raisons d'échauffement, les circuits à transistors câblés sur des cartes imprimées standardisées ont été nettement séparés des circuits à tubes. Les inductions parasites dues au fonctionnement à haut niveau des circuits à tubes n'ont pas d'incidence notable sur le fonctionnement de la mémoire; leur niveau ne dépasse pas le seuil, fixé à 1 V, à la sortie de la matrice de condensateurs.

Les circuits à transistors ont été testés jusqu'à la température de 60°C, et quelquefois jusqu'à 70°C.

Les schémas des circuits utilisés sont en général suffisamment classiques pour qu'il soit inutile de les publier. Signalons simplement que les circuits de sortie sont des oscillateurs bloqués qui ont pour fonction de discriminer les impulsions utiles représentant des «1» parmi les impulsions parasites, de mettre en forme ces impulsions et de les

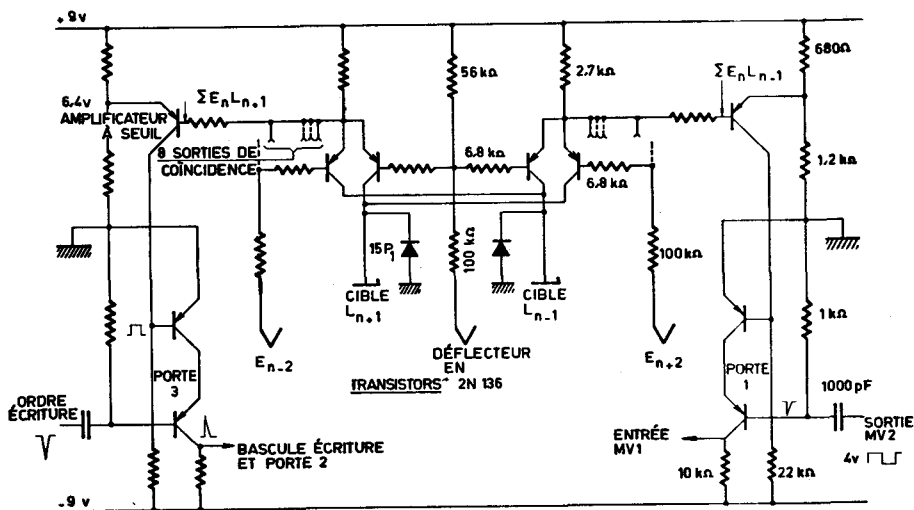


Figure 5
Schéma partiel des circuits logiques.

transmettre sous basse impédance; ils permettent également la sortie avec les deux polarités.

Certains circuits logiques, pour lesquels la plus grande simplicité a été recherchée, présentent quelques particularités intéressantes (fig. 5). Les signaux nécessaires à la formation de $\sum E_n L_{n-1}$ et $\sum E_n L_{n+1}$ sont prélevés sur les déflecteurs du trochotron d'écriture et sur les cibles du trochotron de lecture, c'est-à-dire sur les électrodes ne participant pas à la commutation, assurant ainsi une séparation utile des circuits. La formation des signaux $\sum E_n L_{n-1}$ et $\sum E_n L_{n+1}$ met en jeu seulement vingt transistors, du fait que chaque coïncidence est obtenue par la simultanéité des courants de base et de collecteur d'un transistor, fournis respectivement par un déflecteur et une cible des trochotrons. Le mélange de l'ensemble des dix signaux de coïncidence est réalisé simplement par l'emploi d'une résistance d'émetteur commune aux dix transistors de coïncidence. Les résidus, provoqués par l'application du courant de base en l'absence de courant de collecteur, sont éliminés par deux amplificateurs à seuil.

On remarquera que le courant de cible du trochotron de lecture ne peut passer que par un seul transistor puisque les signaux $E_{n-1} L_n$ et $E_{n+1} L_n$ ne peuvent pas coexister.

Un générateur d'impulsions de test permet d'effectuer directement certaines vérifications, et offre des facilités pour le dépannage. Il est composé d'un multivibrateur fonctionnant à la fréquence de 100 Hz qui déclenche un oscillateur bloqué délivrant au choix une, neuf ou dix impulsions d'ordre de commutation en moins d'une milliseconde. On a ainsi la possibilité de lire la mémoire à faible fréquence, de vérifier la commutation et le fonctionnement correct en cas de dépassement de capacité.

RÉSULTATS D'ESSAIS

Comportement en fonction de la température

La mémoire fonctionne correctement jusqu'aux environs de 50°C. Les premiers circuits défaillants sont les éléments de mémoire, dont l'amplitude de réponse décroît très vite au voisinage de cette température.

Détermination des pertes en régime aléatoire

Les pertes d'événements ont été mesurées en fonction du produit νT de la fréquence moyenne d'arrivée par la durée de lecture. Ces pertes exprimées en valeurs relatives sont portées sur la courbe de la figure 6.

Les résultats expérimentaux concordent avec une bonne approximation avec les données numériques calculées pour une capacité de mémoire S , égale à 8 [1]. Ce résultat s'explique aisément: un registre est immobilisé pendant la durée de lecture et ne doit pas entrer en ligne de compte, la capacité effective ayant trait seulement à la «file d'attente» [4]; d'autre part, un deuxième registre est inutilisé puisque la commutation du trochotron d'écriture s'arrête lorsqu'il a pris neuf positions d'avance sur le trochotron de lecture et qu'à cet instant l'entrée de la mémoire est bloquée.

La capacité effective de la mémoire aurait pu être portée à 10 en acceptant une complexité plus grande des circuits logiques, mais il est facile de se rendre compte, d'après la figure 6, que la fréquence moyenne maximale d'arrivée des événements n'en eût pas été sensiblement augmentée.

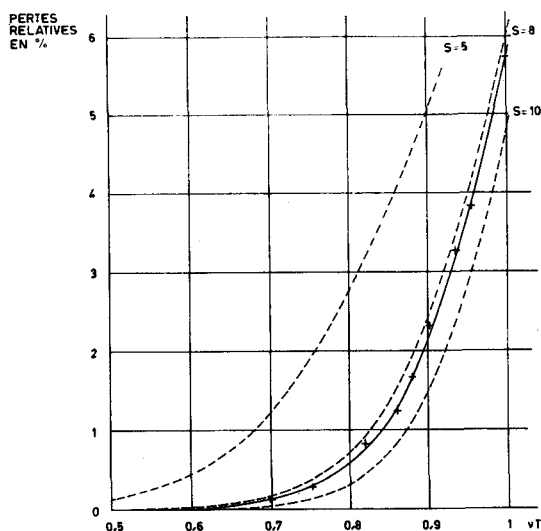


Figure 6

Pertes relatives en fonction du «taux de remplissage» selon la capacité S de la mémoire.

----- pertes calculées
 ————— pertes expérimentales

Conclusion

La mémoire décrite est sur le point d'être mise en service; les tests effectués permettent d'escompter un fonctionnement satisfaisant. Toutefois, l'emploi de condensateurs en tant qu'éléments de mémoire est considéré comme une solution transitoire; on peut penser dès maintenant que les prochains appareils seront basés sur l'utilisation de dispositifs à semi-conducteurs.

RÉFÉRENCES

- [1] ALEXANDER, T. K., REDDERING, H. G. et KENNEDY, J. M., A transistor magnetic core buffer store used as a derandomizer. Rapport CREL 779/AECL 926 (série «Transistorized counting systems», n° 13), Chalk River (1959).
- [2] WATERS, J. R. et BIRD, J. R., *Nucleonics* **19** (1961) 70.
- [3] AMRAM, Y., Sélecteur bidimensionnel type 2X3, vol. II du présent ouvrage, p. 973.
- [4] GIRAULT, M., Initiation aux processus aléatoires, Dunod, Paris (1959), 56.

CODAGE EN TEMPS PAR ÉCHELLE BINAIRE

J. THÉNARD

CENTRE D'ÉTUDES NUCLÉAIRES DE SACLAY

FRANCE

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

Time coding with a binary scaler. A binary scaler is normally used in time-of-flight selectors to code the arrival time of an event and to send it in the appropriate address of a memory. Such scalers involve special problems; two are examined in this paper:

(a) The scaler periodically receives long series of impulses. The constituent flip-flops, particularly the first, have to be specially designed for these working conditions, which appear rather more severe than those of the purely random or strictly periodic operations.

(b) It is advantageous to catch, in flight, the coded number representing the arrival time of an event, and so avoid a momentary stop of the scaler and artificial restoration of the normal count afterwards. It can be caught in flight provided that the transit time in the scaler is less than the input pulse period. A scaler with a very short transit time has been developed, and then a scaler with simultaneously driven elements. The latter, designed to operate at 10 MHz, comprises ten flip-flops and reaches its stable state 5×10^{-8} s after the injection of each input pulse.

Codage en temps par échelle binaire. Une échelle binaire est couramment utilisée dans les sélecteurs de temps de vol pour coder l'instant d'arrivée d'un événement, et le classer ainsi à l'adresse convenable d'une mémoire.

L'étude d'une telle échelle pose des problèmes particuliers. Les deux questions suivantes sont étudiées.

a) L'échelle reçoit périodiquement de longs trains d'impulsions. Les bascules qui la constituent, et en particulier la première, doivent être conçues spécialement pour ces conditions de travail, qui semblent plus dures que celles du régime purement aléatoire, ou strictement périodique.

b) Il est intéressant de prélever au vol le nombre codé représentant le temps d'arrivée d'un événement; on évite ainsi l'arrêt momentané de l'échelle, et l'obligation de rétablir ultérieurement le compte normal par un artifice. Le prélèvement au vol peut s'effectuer à la condition que le temps de transit dans l'échelle soit inférieur à la période des impulsions appliquées à l'entrée. Il a été réalisé une échelle à très faible temps de transit, puis une échelle dont les éléments sont attaqués en synchronisme. Cette dernière, destinée à fonctionner à 10 MHz, comporte dix bascules et atteint son état stable $5 \cdot 10^{-8}$ s après l'application de chaque impulsion d'avancement.

Временное кодирование при помощи бинарной схемы. Бинарная пересчетная схема употребляется в селекторах, действующих по методу пролета для кодирования момента получения задания и для определения его таким образом в соответствующий адрес запоминающего устройства.

При изучении подобной схемы возникают своеобразные проблемы; изучены два вопроса:

1. Схема получает периодически продолжительную серию импульсов. Прерыватели, которые ее составляют, и в особенности первый, должны быть сконструированы специально для этих условий работы, которые являются более продолжительными, чем условия режима чисто случайного или строго периодического.

2. Интересно отобразить немедленно во время пролета кодированное число, отображающее время получения задания; таким образом, устраняется моментальная остановка схемы и необходимость заменять нормальное число условным. Отбор в пролете может быть произведен при условии, что время пролета в схеме будет ниже периода импульсов, применяемых при выходе. Была создана схема с очень незначительным временем пролета,

затем схема, элементы которой были связаны синхронно. Эта последняя предназначена для работы при 10 МГц, содержит 10 прерывателей и достигает стабильного состояния через 5×10^{-8} сек после выпуска каждого опережающего импульса.

Codificación en el tiempo mediante escala binaria. En los selectores de tiempo de vuelo se utiliza comúnmente una escala binaria para codificar el instante de recepción de un suceso y clasificarlo así en la localización conveniente de una "memoria".

En el estudio de tal escala se plantean problemas particulares; los autores analizan dos cuestiones:

a) La escala recibe periódicamente prolongados trenes (o series) de impulsos. Los biestables que la forman, particularmente el primero, deben ser proyectados especialmente para trabajar en tales condiciones, que parecen ser más rigurosas que las de un régimen puramente aleatorio, o estrictamente periódico.

b) Es interesante captar al vuelo el número codificado que representa el tiempo de recepción de un suceso; se evita así la detención momentánea de la escala y la necesidad de restablecer ulteriormente la cuenta normal mediante un artificio. Esa captación al vuelo puede efectuarse siempre que el tiempo de tránsito en la escala sea inferior al periodo de los impulsos aplicados a la entrada. Se ha realizado una escala de tiempo de tránsito muy corto y luego otra escala cuyos elementos son accionados en sincronismo. Esta última, destinada a trabajar a 10 МГц, comprende diez biestables y alcanza su estado estable a los $5 \cdot 10^{-8}$ s del instante de la aplicación de cada impulso de avance.

Introduction

Les sélecteurs de temps de vol équipés d'une mémoire électronique comportent, dans la majorité des cas, un compteur binaire d'impulsions appelé «échelle d'adresse», chargé de déterminer l'adresse de la mémoire à laquelle doit être enregistré un événement donné [1]. Ce compteur reçoit, à partir de l'instant origine, un train d'impulsions périodiques fourni par l'«horloge»; l'instant d'arrivée d'un événement survenant ultérieurement est déterminé par l'état actuel du compteur. Cet état peut alors être reconnu «au vol», ou bien être conservé momentanément par arrêt du compteur pour permettre le fonctionnement de la mémoire; dans ce dernier cas, il doit être ramené à son compte correct avant sa remise en marche au rythme de l'horloge, de façon à déterminer convenablement l'instant d'arrivée d'un événement ultérieur.

Deux problèmes particuliers se posent lors de l'étude d'un tel compteur binaire:

1° Le compteur reçoit brusquement des impulsions périodiques, dont la fréquence peut être au voisinage de ses possibilités, puis reste au repos pendant des durées relativement longues; ces conditions de fonctionnement, assez inhabituelles, peuvent donner lieu à des régimes transitoires gênants, aussi bien au démarrage qu'à l'arrêt du compteur.

2° Le prélèvement au vol du contenu du compteur présente un certain intérêt puisqu'il élimine l'opération de rattrapage; cette dernière semble d'autant plus difficile à effectuer que la fréquence d'horloge est plus élevée et que le temps d'accès à la mémoire est plus faible. Par contre, le prélèvement au vol exige que l'état définitif du compteur soit obtenu en moins d'une période d'horloge après l'application de la dernière impulsion d'entrée.

Le premier de ces problèmes peut également se présenter pour des sélecteurs d'amplitudes rapides à mémoire.

Le présent exposé traitera uniquement de compteurs équipés de tubes électroniques; l'application des principes exposés ci-dessous à des appareils transistorisés ne paraît pas offrir de difficultés.

Etude des régimes transitoires

La bascule de tête du compteur, qui travaille dans les conditions les plus difficiles, doit être particulièrement bien étudiée. Le présent travail a porté sur un type courant de bascule, caractérisé:

- Par une attaque des grilles au moyen de diodes;
- Par la présence d'une résistance cathodique commune (fig. 1).

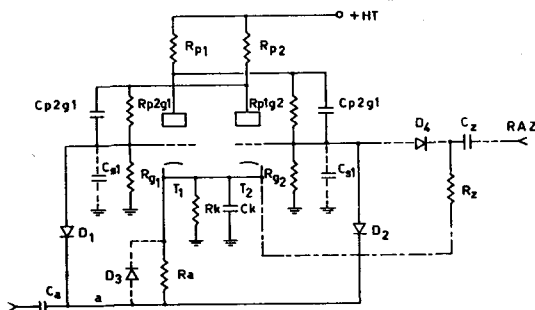


Figure 1

Conditions normales: $R_k = 3,3 \text{ k}\Omega$; $C_k = 47 \text{ pF}$; $R_g = 20 \text{ k}\Omega$; $R_{pg} = 25 \text{ k}\Omega$; $C_{pg} = 10 \text{ pF}$; $R_p = 500 \text{ }\Omega$; $R_a = 2,7 \text{ k}\Omega$; $C_a = 18 \text{ pF}$; $R_z = 33 \text{ k}\Omega$; $C_z = 12 \text{ pF}$. Tube E 188 CC; diodes S 570 G (Transitron). Fréquence d'essai: 10 MHz.

L'attaque par les grilles a reçu notre préférence, en raison de la grande sensibilité qu'elle procure au circuit.

La présence d'une résistance commune de cathodes permet de déterminer avec précision le courant traversant le tube ouvert et de le rendre peu dépendant de la tension de chauffage, du tube utilisé et de son vieillissement. En outre, cette résistance s'est révélée utile pour le problème qui nous intéresse, comme on verra plus loin.

La question se pose, dans tous les cas, de savoir quelle doit être la valeur de la capacité découplant R_k . En principe, la capacité de C_k devrait être aussi élevée que possible afin d'éviter un couplage surabondant et d'assurer aux tubes une pente dynamique voisine de leur pente statique. On sait toutefois qu'une limite est imposée à la constante de temps $R_k C_k$, du fait qu'une bascule n'est jamais parfaitement symétrique et que la présence de C_k tend à maintenir le potentiel commun des cathodes à la valeur la plus élevée qui lui est imposée par l'une des deux grilles. Il y a donc toujours intérêt à ce que la constante de temps $R_k C_k$ soit inférieure à l'intervalle de temps minimal susceptible de séparer deux impulsions d'entrée.

RÉGIME TRANSITOIRE D'ÉTABLISSEMENT

Lorsqu'une bascule, attaquée par l'intermédiaire de diodes, reçoit brusquement des impulsions périodiques à fréquence élevée, elle passe le plus souvent par un régime transitoire inacceptable, avant d'atteindre un fonctionnement normal stable; on peut observer au cours de ce régime transitoire une diminution d'amplitude de sortie, entraînant éventuellement un arrêt momentané du fonctionnement.

Nous pensons pouvoir donner de ce phénomène l'explication suivante. L'application des premières impulsions apporte des charges négatives sur les capacités de mémoire

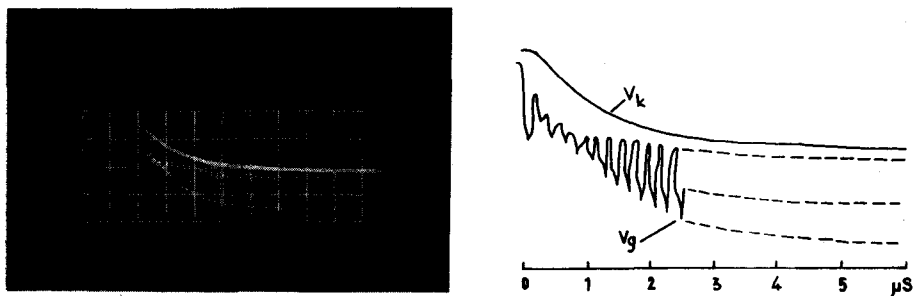


Figure 2

Tension de cathode (en haut) et tension sur l'une des grilles (en bas). Echelle du temps: $1 \mu s$ par carreau.

$C_k = 1000 \text{ pF}$ — $C_a = 18 \text{ pF}$ — $R_a = 2,7 \text{ k}\Omega$ — D_3 présente — R.A.Z. absente.

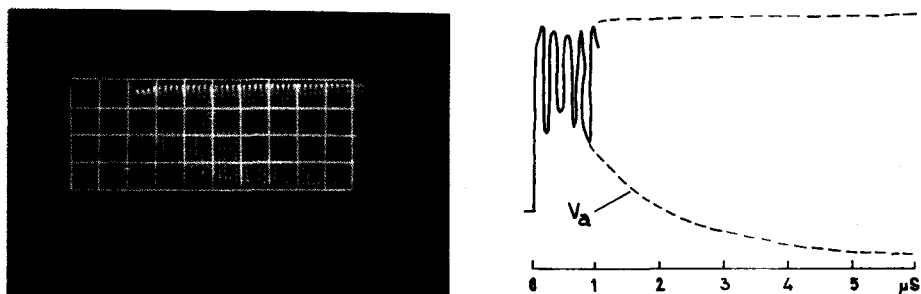


Figure 3

V_a en fonction du temps ($1 \mu s$ par carreau).

$C_k = 5000 \text{ pF}$ — $C_a = 18 \text{ pF}$ — $R_a = 2,7 \text{ k}\Omega$ — D_3 présente — R.A.Z. absente.

C_{p1g2} et C_{p2g1} et sur les capacités parasites C_{s1} et C_{s2} . Ces charges s'écoulent relativement lentement par les ponts de résistances $R_{p1g2} - R_{g2}$ et $R_{p2g1} - R_{g1}$. Si la période des impulsions d'entrée est petite devant la constante de temps de décharge des capacités de grilles, le potentiel moyen de ces dernières décroît progressivement (fig. 2). Corrélativement, le potentiel de l'armature du condensateur C_a , reliée aux diodes D_1 et D_2 , augmente. Il en résulte un blocage progressif des tubes et une diminution d'amplitude des impulsions appliquées réellement aux grilles (fig. 2), d'où la diminution des signaux de sortie, et éventuellement l'arrêt de fonctionnement de la bascule, d'autant plus rapide que le recul de grille est plus faible (fig. 3).

Ce phénomène de blocage partiel ou total peut être évité en rendant la constante de temps $R_k C_k$ suffisamment petite devant la période des impulsions incidentes, afin que le potentiel des cathodes accompagne bien le potentiel moyen des grilles; la constante de temps $R_k C_k$ doit toutefois ne pas être trop petite devant la largeur de l'impulsion d'entrée, et, en définitive, la détermination de C_k donnant le meilleur compromis doit être effectuée expérimentalement.

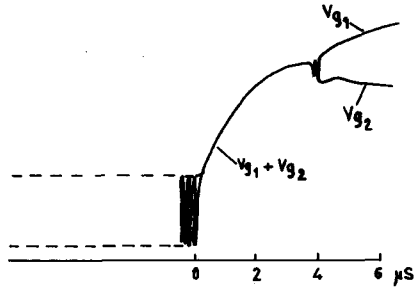
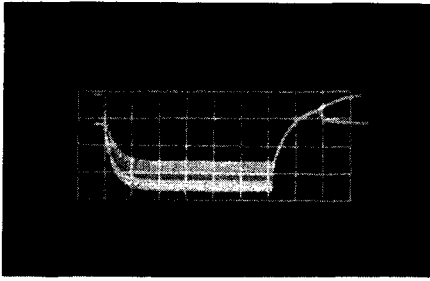


Figure 4

Comparaison des tensions obtenues sur les deux grilles ($2 \mu\text{s}$ par carreau).
 $C_k = 47 \text{ pF}$ — $C_a = 200 \text{ pF}$ — $R_a = 100 \text{ k}\Omega$ — D_3 présente — R.A.Z. absente.

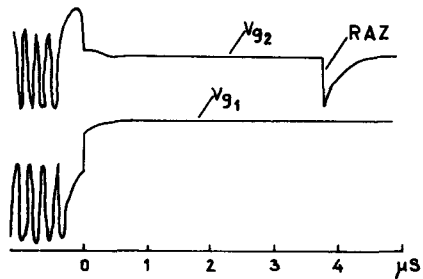
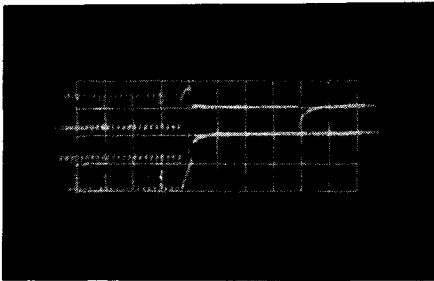


Figure 5

Tension sur les deux grilles: en haut, V_{g1} ; en bas, V_{g2} avec l'application de la remise à zéro ($1 \mu\text{s}$ par carreau).

$C_2 = 33 \text{ pF}$ — D_3 présente.

De même, la constante de temps $R_a C_a$ doit être suffisamment faible pour que le potentiel moyen en «a» reste toujours peu différent du potentiel des cathodes. On satisfait facilement à cette condition en shuntant R_a par une diode telle que D_3 .

Il est à remarquer que, le potentiel en «a» étant pratiquement celui des cathodes, l'apport continu de charges négatives sur les grilles entraîne une baisse considérable de leur potentiel; un état d'équilibre est toutefois rapidement atteint, parce que les courants de décharge dans les ponts $R_{p1g2} - R_{g2}$ et $R_{p2g1} - R_{g1}$ augmentent par un double effet: baisse du potentiel moyen des grilles et élévation du potentiel moyen des anodes.

RÉGIME TRANSITOIRE A L'ARRÊT

Si aucune précaution spéciale n'a été prise, la suppression des impulsions d'attaque risque de provoquer des phénomènes dont l'allure générale est donnée par la figure 4. Après la dernière impulsion, les deux anodes de la bascule tendent à revenir à un potentiel moyen égal pour les deux; à la suite d'une période d'hésitation, la bascule prend une position quelconque sans rapport avec son état précédent.

Ce phénomène peut trouver l'interprétation suivante. Nous supposons que l'état de la bascule, après l'application de la dernière impulsion, est tel que le tube T_1 conduise. Les grilles ne recevant plus de charges négatives, voient leurs potentiels remonter exponentiellement vers leurs valeurs de repos avec la constante de temps $[R_{gp} R_g / (R_{gp} + R_g)] (C_{gp} + C_s)$.

Si la grille de T_1 parvient à atteindre le potentiel en «a», la diode D_1 devient conductrice, et la remontée de cette grille est ralentie par la mise en parallèle de C_a avec C_{gp} et C_s , la résistance du générateur d'attaque pouvant être tenue pour négligeable. Or la tension de cathode suit fidèlement le potentiel de la grille de T_1 , puisque, dans ce cas, la constante de temps à considérer est $C_{k/s}$, S étant la pente des triodes. Pendant ce temps, le potentiel de la grille de T_2 , initialement plus faible que celui de la grille de T_1 , poursuit sa remontée sans perturbation, ce qui peut entraîner le déblocage de T_2 . La bascule devient alors instable, jusqu'à l'instant où le potentiel de cathode est suffisamment élevé pour qu'un des tubes puisse être franchement bloqué.

Un tel défaut n'est possible que si le potentiel en «a» suit le potentiel des cathodes avec un certain retard. Donc, ici encore, la constante de temps $R_a C_a$ doit être choisie aussi faible que possible.

Il faut encore mentionner l'effet produit par un circuit de remise à zéro de la bascule (dessiné en traits mixtes sur la figure 1). Par un mécanisme analogue à celui qui vient d'être décrit, la remontée du potentiel de la grille de T_2 risque d'être freinée si la diode D_4 devient conductrice, et l'état définitif de la bascule est systématiquement celui qui résulterait de l'application d'une impulsion de remise à zéro, c'est-à-dire T_1 conducteur et T_2 bloqué (fig. 5). Il est donc nécessaire, ici encore, de rendre la constante de temps $R_z C_z$ aussi faible que possible.

CONCLUSIONS

a) Dans les conditions d'exploitation précédemment définies, une bascule aura les meilleures chances de fonctionner correctement si les constantes de temps $R_k C_k$, $R_a C_a$ et $R_z C_z$ possèdent les valeurs les plus faibles possibles, compatibles avec les autres exigences du circuit.

b) La présence d'une résistance commune de cathode R_k , outre les avantages qu'elle apporte concernant la stabilité statique du circuit, présente un intérêt certain du point de vue de la stabilité dynamique à condition d'être faiblement découplée.

c) On se rend aisément compte que ces conditions d'exploitation constituent un test extrêmement efficace pour l'essai de bascules destinées à recevoir des impulsions aléatoires.

Compteurs à faible temps de transit

Dans un compteur binaire susceptible de fonctionner à des fréquences de quelques mégahertz, la retenue se propage avec un retard de quelques dizaines de nanosecondes d'une bascule à la suivante [2]. Dans certains cas, le temps pris par le compteur pour prendre son état définitif après l'application de la dernière impulsion peut être jugé prohibitivement long. On ne peut pas espérer, par l'emploi des bascules les plus rapides que l'on sache réaliser, réduire ce délai de plus d'un facteur 10.

Nous avons expérimenté deux procédés visant à rendre plus bref ce temps de propagation des retenues. Le premier consiste à obtenir le signal de retenue au moment où

l'un des tubes de la bascule est mis au cut-off, plutôt que d'utiliser le début de la conduction de l'autre; le second met en jeu une attaque en parallèle des différentes bascules, grâce à des circuits à coïncidence.

1. Le premier procédé est basé sur la remarque suivante. Au moment de l'attaque d'une bascule, les deux tubes se trouvent mis simultanément au cut-off; il en résulte que les fronts de descente des signaux anodiques sont toujours en retard vis-à-vis des impulsions d'attaque, alors que des fronts de montée apparaissent beaucoup plus tôt, ainsi qu'il est représenté schématiquement sur la figure 6.

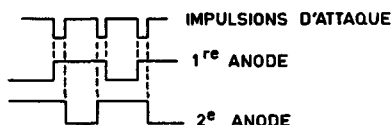


Figure 6

Impulsions d'attaque et signaux anodiques.

L'application de ce principe sur des bascules équipées du tube E88CC, avec un E83F monté en inverseur, ont permis de réduire d'un facteur supérieur à 3 le temps de transit d'une retenue par bascule, qui est alors passé à 6 ns, pour un temps de résolution de 10^{-7} s.

2. Le second procédé consiste à appliquer simultanément les impulsions aux bascules du compteur qui seules doivent changer d'état. La condition unique pour que la bascule n° k , par exemple, change d'état à la prochaine impulsion, est que les $(k - 1)$ qui la précèdent soient dans l'état «1». Partant de cette constatation, il existe deux moyens de réalisation:

a) Faire passer l'impulsion par $(k - 1)$ circuits de coïncidence disposés en série, selon la disposition de la figure 7a. HAHN, HAVENS et PEGRAM [2] ont pu réduire, par ce moyen, de 20 ns à 3 ou 4 ns le temps de propagation de la retenue pour une bascule donnée.

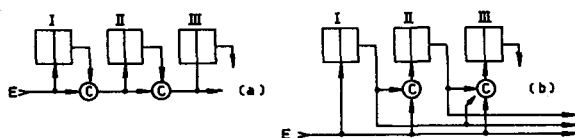


Figure 7

Circuits de coïncidence disposés en série.

b) Appliquer l'impulsion de déclenchement à travers un seul circuit de coïncidence à k entrées dont $(k - 1)$ sont commandées par les bascules précédentes (fig. 7b). Cette méthode permet de s'affranchir des retards introduits inéluctablement par les circuits de coïncidence.

L'échelle construite sur ce principe (fig. 8) prend son état d'équilibre en 10 ns environ, quel que soit le nombre d'éléments. Ces bascules ont un temps de résolution de 25 ns, et il est possible d'en coupler sept selon le schéma. Pour constituer un compteur com-

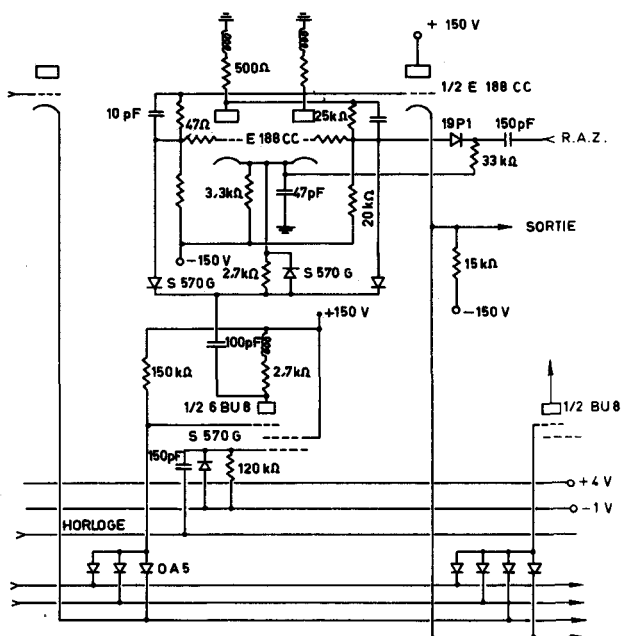


Figure 8
Compteur comportant 7 éléments.

portant un nombre d'éléments supérieur, il est nécessaire de le fractionner en plusieurs parties, chacune d'elles étant attaquée par le dernier circuit de coïncidence de la précédente.

Les premiers essais effectués sur un tel compteur équipé de transistors permettent d'espérer un fonctionnement aussi rapide avec des schémas de coïncidence plus simples, constitués uniquement de diodes.

Conclusion

Les considérations et la méthode exposées ci-dessus ont été appliquées au compteur d'impulsions constituant l'organe principal du codeur en temps du sélecteur bidimensionnel type 2X3 [3], fonctionnant sur une fréquence de 10 MHz.

RÉFÉRENCES

- [1] SCHUMANN, R. W., *Rev. sci. Instrum.* **27** (1956) 686—690.
- [2] HAHN, J., HAVENS, W. W., Jr. et PEGRAM, G. B., A 2000-channel analyser for neutron spectroscopy, Rapport CU-198, Columbia University (1959).
- [3] AMRAM, Y., Sélecteur bidimensionnel type 2X3, vol. II du présent ouvrage, p. 973.

DISCUSSION

K. Kandiah (United Kingdom): We have used a binary number comparator in our tape analysis systems to perform the same function as that described in Mr. Amram's paper, but our method is, we believe, somewhat simpler in that it uses, apart from the normal transistors found in a binary, only one transistor per digit for a plus recognition, and one more for a minus recognition.

J. Pottier (France): We were informed of your work just before the Conference. Unfortunately we have not had time to discuss it, but we would be very happy to do so.

LODESTAR: A NEW COUNTER DATA-HANDLING FACILITY

A. ROBERTS AND C. ROCKWOOD
ARGONNE NATIONAL LABORATORY, ARGONNE, ILL.
UNITED STATES OF AMERICA

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

LODESTAR: A new counter data-handling facility. LODESTAR (Logically Organized Data Entry, Storage and Recording) is designed to analyse and store complex electronic-counter data from high-energy-pulsed accelerators. It receives digital and analogue information at high speed during the short (1 to 200 ms) beam burst, digitizes and stores it in a core memory. Between machine pulses (2—4 s) the data are transferred to a magnetic tape. Analysis is by off-line general-purpose computer.

In contrast to earlier systems, an event is not set up as a single word with parallel entry into the core memory. Instead, a fixed word length (say, 12 bits) is used, and a format control enters each event into the core memory as a serial group of words via a one-word register. A format character of six bits is used for each recorded event to indicate the number of words describing the event. Events of different complexity are readily accommodated up to the memory capacity of about 10^4 bits. Storage time is $4 \mu\text{s}$ per word. After each beam burst, additional coded data like serial number, beam energy and magnet current are transferred to the tape via the one-word register, without entering the memory; an additional 6-bit format character describes these "slowly-varying" quantities.

It is planned to include analogue-to-digital converters, parity checking, tape verification, analogue display of data and cathode-ray tube memory display for system checking. External logical circuitry must be provided to select the desired events.

LODESTAR: Nouvel appareil de traitement des données fournies par les compteurs. LODESTAR (Logically Organized Data Entry, Storage and Recording) a pour objet d'analyser et de stocker les données complexes fournies par des compteurs électroniques sur des expériences faites au moyen d'accélérateurs pulsés de haute énergie. Il reçoit des informations numériques et analogiques pendant la brève (1 à 200 ms) bouffée du faisceau, transforme en chiffres les informations analogiques et les stocke dans une mémoire à tores. Entre les impulsions de l'accélérateur (2 à 4 s), les données sont transférées sur une bande magnétique. L'analyse se fait par un calculateur à tous usages.

Contrairement à ce qui se produit dans les systèmes plus anciens, un événement n'est pas traité comme un mot isolé, avec entrée parallèle dans la mémoire à tores. Au lieu de cela, on utilise une longueur de mot fixe (par exemple, 12 chiffres binaires ou bits); un conditionneur de format fait entrer chaque événement dans la mémoire à tores sous forme d'une série de mots en passant par un registre à un seul mot. Un indice de format de 6 chiffres binaires est utilisé pour chaque événement enregistré, pour indiquer le nombre de mots décrivant l'événement. Des événements de complexité diverse sont facilement stockés, jusqu'à concurrence de la capacité de la mémoire qui correspond à environ 10^4 chiffres binaires. Il faut $4 \mu\text{s}$ pour stocker un mot. Après chaque bouffée du faisceau, les données codées supplémentaires, telles que le numéro de série, l'énergie du faisceau, le courant dans l'aimant, sont transférées sur la bande magnétique par l'intermédiaire du registre à un seul mot, sans pénétrer dans la mémoire; un indice supplémentaire à 6 chiffres binaires décrit ces quantités «à variation lente».

Les auteurs envisagent d'étudier dans le même ordre d'idées les convertisseurs de données analogiques en numériques, le contrôle de parité, la vérification sur bande, la reconversion en données analogiques et la transcription des données stockées dans un tube de Williams à des fins de contrôle. Des circuits logiques externes doivent être prévus pour permettre de retenir les événements du type recherché.

ЛОДЕСТАР: новое счетное устройство для обработки данных. ЛОДЕСТАР (логически организованный вход, накопление и запись данных) предназначено для анализа и хранения сложных данных, получаемых на ускорителях с высокой энергией импульсного типа. Оно получает информацию цифрового и непрерывного счета с большой скоростью во время краткого (1—200 м/сек) импульса пучка, подсчитывает и накапливает ее в запоминающем устройстве. В промежутках между пульсацией ускорителя (2—4 сек) данные передаются на магнитную ленту. Анализ производится счетчиком общего назначения со смещенной линией.

В противоположность предыдущим системам явление не набирается в качестве одного слова с параллельным входом в запоминающее устройство. Вместо этого используется установленная длина слова (скажем, 12 знаков), а контроль за форматом сопровождает каждое явление, поступающее в запоминающее устройство, в качестве серийной группы слов через однословный регистратор. Для каждого записываемого явления используется формат из шести знаков с целью указания количества слов, описывающих явление. Явления различной сложности в готовом виде накапливаются в запоминающем устройстве со скоростью около 10^4 знаков. Время накопления составляет 4 сек на слово. После импульса каждого пучка дополнительная закодированная информация, например, серийное число, энергия пучка, магнитный ток, передаются на ленту через однословный регистратор, минуя запоминающее устройство; для описания этих „медленно изменяющихся“ количеств существует дополнительный формат из 6-ти знаков.

Для проверки системы в нее предполагается включить преобразователи непрерывного счета в цифровой, приборы для проверки непрерывного счета, выверки ленты, аналоговый индуктор данных и индикатор запоминающего устройства с катодно-лучевой трубкой. Для отбора желательных явлений устройство необходимо снабдить внешней логической схемой.

LODESTAR: Un nuevo aparato para manejar datos suministrados por contadores. El LODESTAR (Logically Organized Data Entry, Storage and Recording) se emplea para analizar y acumular datos complejos suministrados por contadores electrónicos, asociados a aceleradores pulsantes de elevada energía. Recibe información en forma digital y analógica a gran velocidad durante el breve lapso (1 a 200 ms) que dura cada impulso del haz, la transforma en información digital y la acumula en una memoria de núcleo magnético. Durante los intervalos entre los impulsos (2 a 4 s) los datos se inscriben en cinta magnetofónica y se analizan mediante una calculadora independiente de uso general.

A diferencia de sistemas anteriores, un fenómeno no se registra en forma de palabra única con entrada en paralelo en la memoria de núcleo magnético. En lugar de ello, se utiliza una extensión fija (por ejemplo, 12 bits) para cada palabra y un dispositivo regulador de formato que comunica los fenómenos a la memoria en forma de grupo seriado de palabras por medio de un registrador de palabras aisladas. Para cada fenómeno registrado se utiliza un formato tipo de 6 bits, que indica el número de palabras que describen el fenómeno. Es posible reunir fácilmente fenómenos de complejidad diferente hasta colmar la capacidad de la memoria (unos 10^4 bits). Las palabras se acumulan a un ritmo de 4 μ s. Una vez cesado el impulso del haz se inscriben en la cinta magnetofónica, por medio del registrador de palabras aisladas y sin pasar por la memoria, datos suplementarios cifrados como, por ejemplo, número de serie, energía del haz y corriente del electroimán; otro formato tipo de 6 bits describe estas cantidades “lentamente variables”.

Se proyecta dotar al aparato de convertidores analógico-digitales, comprobación de paridad, verificación de la cinta, presentación analógica de datos y su presentación en tubos de rayos catódicos para comprobar el sistema. Deben preverse circuitos lógicos externos para seleccionar los fenómenos deseados.

I. General description

The Logically Organized Data Entry Storage And Recording equipment (LODESTAR) accepts digital information at a high rate for a short interval of time, stores the information temporarily in a fast memory, and then records the information on magnetic tape.

LODESTAR must accept without notice several hundred elemental pieces of information (bits) which describe randomly-occurring nuclear events during a burst from the ZGS, then store this quickly and be ready for new information, all in the space of a few tens of microseconds. During the ZGS burst of a few milliseconds, several tens of such events may occur. During the interval of a few seconds between bursts, the information is written on to magnetic tape and one event is displayed on lights and a cathode-ray tube. Data-handling equipment of four different speed capabilities is necessary to make the transition from the high random rates at the input to the slow but steady flow to magnetic tape. These four are (i) fast (10 ns) sampling circuits, which take a brief look at one to three hundred bits, then stretch the samples and present them in parallel to (ii) flip-flop memories (1 μ s) which store them as long as required and feed them in groups of 12, to (iii) a ferrite-core memory (4 μ s) which retains and accumulates them during the ZGS burst, then deals them out to (iv) the magnetic-tape (67 μ s) memory.

A high degree of adaptability to varying types of information sources is achieved by the use of format-control words interspersed with the data words. A format word is entered as the leading word of each event and tells how many words are included in this event. At the end of the transfer of core memory to tape, a distinctive format word warns that more words of a different kind follow, such as ZGS beam current, time, number of events, etc.

Self-checking capabilities are a feature of the design. Each temporary-storage flip-flop can be set to either of its states, then each word may be transferred into core memory and brought out to a cathode-ray tube display. After transfer to the tape, the tape is back-spaced to the beginning of the record, then read and compared with core-memory contents. If an error occurs, the information is again transferred to tape and warning lights indicate the tape channel in which the error occurred. Redundant check-characters are used in the tape to provide a method for observing and correcting isolated tape errors.

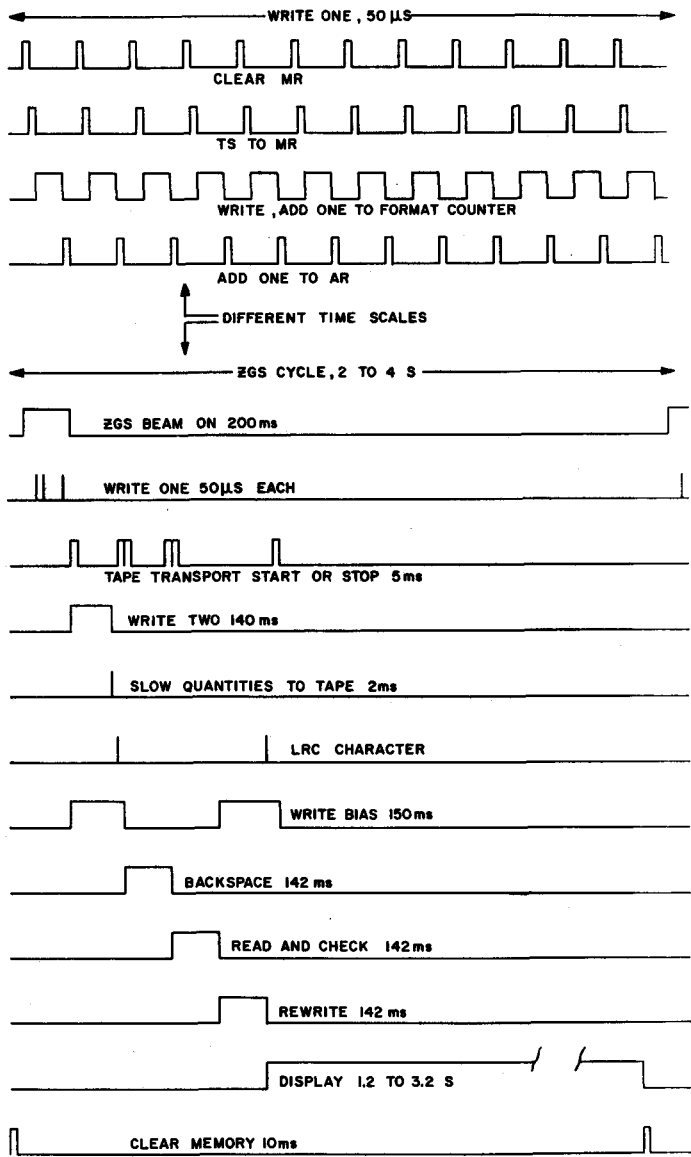
II. Timing of information transfers

1. CLEAR MEMORY

The sequence of information transfers begins with a command from the ZGS 10 ms prior to the ejection of its beam. At this command, LODESTAR discontinues its display mode and clears all temporary-storage flip-flops, format counters and all memory cores to the "0" state, as indicated in the timing chart, Fig. 1. A full memory cycle is used for this clearing, requiring 10 μ s for each address and 10 ms for all 1024 addresses.

2. ZGS BEAM ON "WRITE ONE"

During the 200 ms that a beam of particles emerges from the ZGS, LODESTAR receives, in temporary-storage flip-flops, information which has been encoded by any of a variety of detectors. LODESTAR has a separate temporary-storage bit for each one that the experimenter wishes recorded. Fast logic must be provided by the experimenter to make a preliminary screening of events to be recorded and to provide short-duration gates between the detectors and the temporary storage. For an event which passes the preliminary screening, the experimenter's logic generates a "write-one" command and a format word of 5 bits that gives the number of 12-bit words in the current event (one bit is spare). The dead time caused by the entry into core memory



TIMING CHART

Fig. 1
Timing chart

is proportional to the format word. In the case shown in Fig. 1, twelve memory cycles store 144 bits in 12 groups. In order to keep the dead time to a low value, the memory

storage cycle is abbreviated to "write only", since the previous operation ("clear memory") has left all cores in the "0" state. The "write-only" cycle is completed in $4\ \mu\text{s}$, so that the entire event is stored in less than $50\ \mu\text{s}$. Filling the core memory with such events would take $3.2\ \text{ms}$, so that the total dead time is less than 2% of one "beam-on" period. The storage cycles of a single "write-one" command are shown in detail in the expanded time scale of the top 4 lines. Each cycle has four parts: (1) clear-memory register, (2) transfer of the next 12-bit word into memory register, (3) write-in core memory and advance-format counter by unity, (4) add unity to address register.

3. "WRITE TWO"

At the end of "beam on", the events accumulated in the core memory are transferred to magnetic tape. The command "write two" starts the tape transport, clears the tape non-return-to-zero (NRZ) write-drivers to "0", and initiates write bias-currents in the recording heads. After an appropriate time allowance for the tape transport to reach speed and the location on tape where the next character is to be written, the address register is cleared to the first address and two repetitive sub-routines are initiated. These sub-routines take successive 12-bit words from core memory, pass them in words of 6-bits to parity-generators and to write-amplifiers, thence to tape. These transfers are timed so that successive tape words occur about $33\ \mu\text{s}$ apart, so that a tape speed of 150 cps results in a packing density of $200\ \text{in}^{-1}$. This process is terminated either when the first 6 bits of an event, the format word, is zero, indicating that no more addresses are occupied, or when the entire memory is written, as indicated by an overflow in the address register.

4. SLOW QUANTITIES TO TAPE

Next a group of words of slowly-varying quantities is transferred to tape, using the memory register to receive them in groups of 12 from their respective sources and using the previously-outlined method to write on tape. The first word of this group contains a 6-bit format which identifies the quantities and gives the number of 12-bit characters contained in the group. When all such quantities have been written on tape, a waiting period equivalent to three tape-word-times is initiated, after which a longitudinal redundant check character is written on tape by clearing the NRZ registers to their "0" state. A stop command is given to the tape transport, the tape is allowed to come to a halt and write-bias is removed.

5. BACKSPACE, VERIFY

Next the entire transfer of information to tape is verified, using procedures set up for the write operation. To begin the verification, the tape is moved in the reverse direction until the beginning of the record, indicated by three successive word-times in which no new word appears. Again starting at the first-core memory address, the write process is repeated, except that no write bias is supplied, the bits formerly presented to write amplifiers being now compared with their respective tape bits, and the entire process is timed by a sevenfold "or" of the tape tracks.

6. REWRITE

If a discrepancy appeared any time during the verify routine, the tape is moved forward an amount necessary to satisfy format requirements and the write process is repeated. This time, however, a bit in the Slow Quantities Format Word is used to indicate that this record is a rewrite of the previous one. The editing of such repeated records is then a simple operation for either the IBM-1401 or IBM-704.

7. DISPLAY

At the end of "rewrite", or at the end of "verify" if no error appeared, the display mode is initiated. The words of the first event are called out from memory. During the time that a given word of that event resides in the memory register, a display commutator counts successively from 1 through 12, analogue encodes these into a staircase function, and uses this as the horizontal deflection of a cathode-ray tube. The Format Counter is similarly encoded for the vertical deflection. The display commutator samples the bits of memory register, and intensifies the display for those bits where a "1" resides. The process is repeated for the next word, etc., until the Format Counter equals the Format Word, whereupon the routine is repeated, again beginning at the first address. The display mode continues until the ZGS orders a Clear Memory, in anticipation of the next burst of particles.

III. Block diagram

The major blocks of the system are shown in Fig. 2. In dotted lines on the left are shown the information sources and fast gates which must be arranged by an experimenter to suit his requirements. The "write-one" command, telling LODESTAR to store an event, must be accompanied by a format word telling how many 12-bit words are contained in the current event. The storage of the first 12-bit word can proceed immediately, even though later words have not yet been fully encoded. Of course, the storage of any word must not be started until such a word is present in its temporary storage register. The first word is stored by transferring its 12 bits in parallel into the memory register, by means of the twelve twofold "ands" marked First TS to Memory Register. The "write-only" memory cycle then stores the word and advances the address register. The memory cycle also enters a count in the lower-format counter, which is decoded into one line for each word. The transfer pulse of the memory cycle is "anded" with these decoded lines, and produces a sequence of gating signals which deal the successive words from temporary storage into the memory register. Memory cycles continue until the count in the lower-format counter equals that required by the upper-format counter, UFELF, whereupon temporary storage flip-flops and the upper-format counter are cleared, awaiting the arrival of the next event. Succeeding events are likewise stored, up to the 1024-word capacity of core memory.

At "write two", core-memory contents are brought out in sequence, beginning with the first address. The first six bits generate an odd parity bit, then all 7 are transferred to tape. A 6-place shift in the memory register brings the remaining 6 bits of the first word into place, a new parity bit is generated, 7 more bits are transferred to tape, and the memory cycle is initiated. This memory cycle is a full read and write sequence, in which the contents of each address are stored again in the same location for future use, either

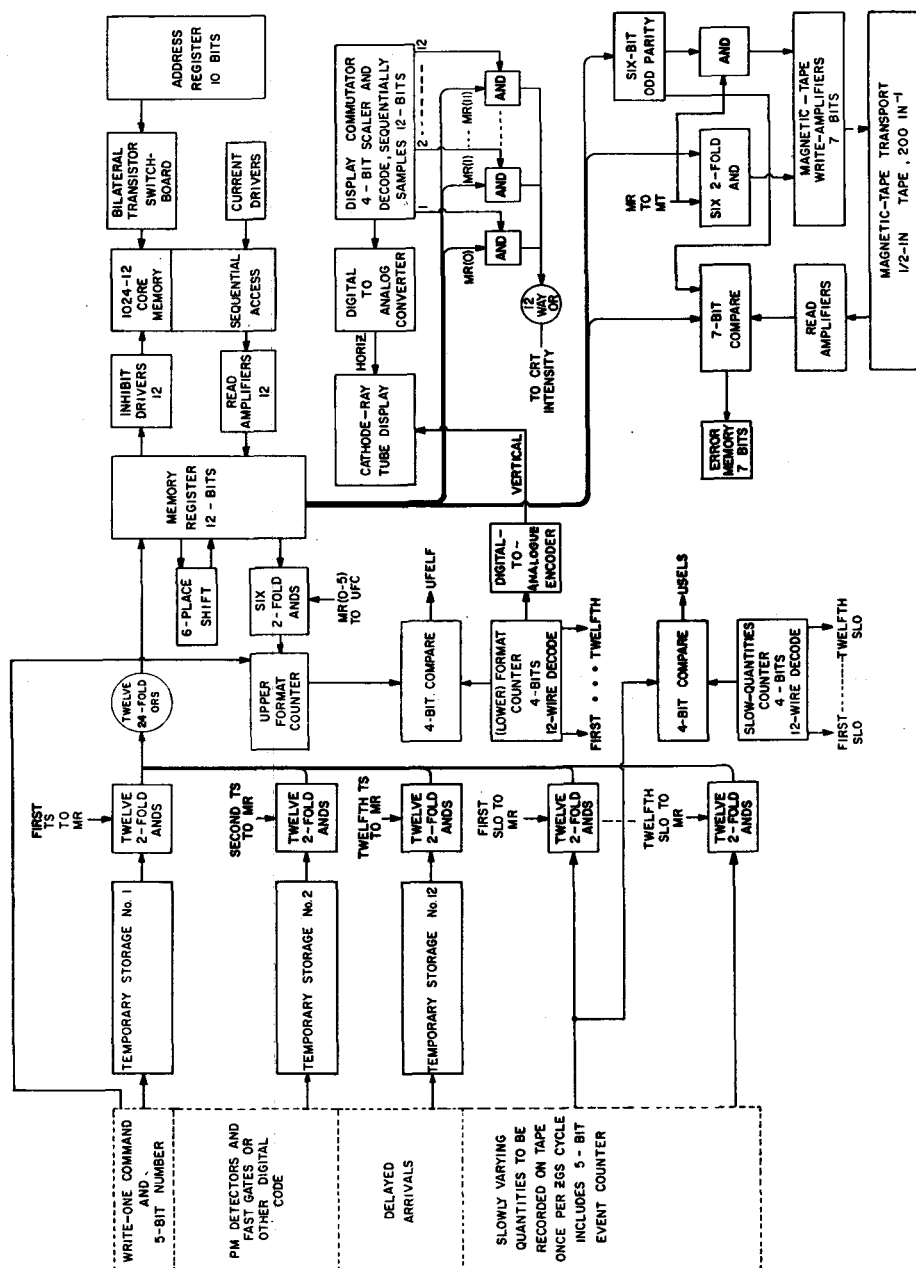


Fig. 2

LODESTAR block diagram

in Verify or Display. The "write-two" process is continued until a format word equal to zero appears, indicating that all remaining core-memory addresses contain zero. Then the slow quantities are dealt into the memory register by the lower slow-quantities counter, in the manner formerly described for the format counter. The slow quantities are then written on tape, after which backspace, verify, rewrite and display modes follow, as previously described.

The cathode-ray tube display scheme is indicated in Fig. 2. The lower-format counter is encoded for the vertical, and the 4-bit display commutator and counter is likewise encoded for the horizontal. When in normal use, the display mode shows only the words of the first event. A test display mode is also provided, wherein events after the first are also displayed, one after the other. This mode is of value when all events in the memory are similar to one another, as may be the case during testing.

DISCUSSION

G. I. Zbiyakin (USSR): Does your apparatus have a memory besides the magnetic tape—a ferrite core for example?

A. Roberts (United States of America): Yes, I am sorry if I did not make that clear. The main memory of the device is a core memory of 12 by 1024 bits, that is it stores 1024 12-bit words and all the information is stored in this memory. There is temporary flip-flop storage at the beginning, but this is only for a few microseconds and the events are then stored in a ferrite-core memory; once the pulse is over, they are read out into the magnetic tape.

K. Kandiah (United Kingdom): I would like to ask Mr. Roberts two questions. You show a complete digital temporary store. I presume that the word in its original form contained some analogue information. Could you say something about the analogue-to-digital conversion required before the information is put into the digital store described? The second question is: Why do you use a start-stop tape mechanism? Having done all the necessary temporary storage you could just run a tape very very slowly.

A. Roberts: The data to be stored is of course, as shown here, all digital, and it is necessary therefore for the LODESTAR process to be preceded by any analogue-to-digital converters that may be required. They were unfortunately not shown in the block diagram; they would be supplied by the experimenter, who would, if he needed pulse-height information for example, provide a pulse-height encoder to give a digital output. This is taken account of by the way in which the write-one pulse is provided. If the gate is opened, there will be a prompt gate which will take all the prompt information, and there will probably be a delayed gate, as in previous devices, in which any encoded information will be accepted after the time which is necessary to encode it has elapsed. That part of the equipment is there, but was not shown in the slides.

As to the second question, I am not sure of the answer myself. I would have thought that a slowly moving tape transport would be satisfactory, and in fact such a transport is being used at Brookhaven. In the present device we had this transport available and I suppose that is why we are using it.*

* The start-stop tape mechanism has the following advantages:

- (1) Start-stop transports are standard for computer use; slow moving tapes are not;
- (2) It permits verification of the written tape, rather than merely the writing current;
- (3) Rapid tape writing frees the core store for use in the display mode.

D. A. Mack (United States of America): The reason we use a fast start-and-stop tape transport is to cut down the entry time into the computer. Also, since the start and stop times were each only 5 ms, we could empty the core store several times during one bevatron pulse of 0.1 s.

G. I. Zabiyaikin: What system do you use in the further processing of the information recorded on tape? Does the recording have to be specially processed or can it be given straight to a machine?

A. Roberts: The format of the data, as it is put on the magnetic tape, is suitable for direct introduction into an IBM machine, either the 704 or the 709, or even the 1401, and it is possible of course to transform it from magnetic tape to any other format that may be convenient if one wishes to do so. The magnetic tape seems to be the most convenient, however, and the format is so chosen that it is suitable for direct introduction into the machine we have, namely the 704.

УСТРОЙСТВА ДЛЯ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ МНОГОКАНАЛЬНЫХ АНАЛИЗАТОРОВ

Л. А. МАТАЛИНА, С. И. ЧУБАРОВА, А. С. ТИШЕЧКИНА
СССР

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

Devices for processing data from multi-channel analysers

1. A SYSTEM FOR THE PRELIMINARY PROCESSING OF DATA FROM A NEUTRON SELECTOR

With this system data can be summed from a series of consecutive measurements, with and without a sample in the beam; the background can be isolated, and the shift of the sample and the statistical measuring error can be calculated. The system includes a magnetic-tape memory, a cipher arithmetic element with division, an analogue cipher device for error calculation and an electromechanical device for determining the background. All these cipher devices employ ferrite-transistor elements and the analogue devices employ electronic tubes. The system is intended for work with a 1024-channel analyser; the analyser's printing device is used for data extraction.

2. APPARATUS FOR PROCESSING DATA FROM A SCINTILLATION γ -SPECTROMETER

The apparatus is intended for processing gamma spectra by the matrix method. The possibility of using both a forward and a reverse matrix is envisaged. The apparatus works together with a 128-channel amplitude analyser having a binary-decimal code memory system. The data in the memory of the analyser can be stored in the measuring process or introduced manually. The conversion matrix is introduced by means of perforated tape. The whole converter circuit uses ferrite-transistor elements; the data is taken from the apparatus on the analyser's printer. The equipment can also be used for processing neutron spectra.

Dispositifs pour le traitement des données fournies par des analyseurs multicanaux

1. SYSTÈME POUR LE TRAITEMENT PRÉALABLE DES DONNÉES FOURNIES PAR UN SÉLECTEUR A NEUTRONS

Le système en question permet d'additionner des données obtenues par une série de mesures consécutives, avec et sans échantillon dans le faisceau, de déduire le bruit de fond et de calculer la transparence de l'échantillon et l'erreur statistique de la mesure. Il comprend une mémoire à bande magnétique, une unité arithmétique numérique déclenchant l'opération de division, une unité numérique-analogique pour le calcul de l'erreur et un dispositif électro-mécanique qui mesure le bruit de fond. Tous les dispositifs pour le traitement numérique sont équipés de transistors et de ferrites, et les dispositifs pour le traitement analogique de tubes électroniques. Le système est destiné à être utilisé conjointement avec un analyseur à 1024 canaux; pour extraire les données, on emploie le dispositif d'enregistrement de l'analyseur.

2. DISPOSITIF POUR LE TRAITEMENT DES DONNÉES FOURNIES PAR UN SPECTROMÈTRE GAMMA A SCINTILLATIONS

Ce dispositif a été construit pour le traitement des spectres gamma par la méthode de la matrice. On a prévu la possibilité d'employer une matrice normale et inverse. Le dispositif est couplé à un analyseur d'amplitudes à 128 canaux, qui dispose d'un système de mémoires employant un code qui est alternativement binaire et décimal. Les données peuvent s'accumuler dans la mémoire de l'analyseur au cours des opérations de mesure ou être introduites par l'opérateur. La matrice de conversion est introduite à l'aide d'une bande perforée. Le circuit du convertisseur est entièrement équipé d'éléments de transistors et de ferrites; les données sont transférées du dispositif sur l'enregistreur de l'analyseur. Le dispositif peut en outre servir au traitement des spectres neutroniques.

Устройства для обработки данных многоканальных анализаторов.

1. СИСТЕМА ДЛЯ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ НЕЙТРОННОГО СЕЛЕКТОРА

Система позволяет суммировать данные ряда последовательных измерений с образцом и без образца в пучке, вычитать фон, а также вычислять пропускание образца и статистическую ошибку измерения. Система включает на магнитной ленте память, цифровое арифметическое устройство, включающее операцию деления, аналого-цифровое устройство вычисления ошибки и электромеханическое устройство, задающее фон. Все цифровые устройства выполнены на феррит-транзисторных элементах, аналоговые — на электронных лампах. Система предназначена для работы с 1024-канальным анализатором, для вывода данных используется печатающее устройство анализатора.

2. УСТРОЙСТВО ДЛЯ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ СЦИНТИЛЛЯЦИОННОГО γ -СПЕКТРОМЕТРА

Устройство предназначено для обработки γ -спектров по матричному методу. Предусмотрена возможность использования как прямой, так и обратной матриц. Устройство работает вместе со 128-канальным амплитудным анализатором, имеющим систему памяти, работающую в двоично-десятичном коде. Данные в памяти анализатора могут накапливаться в процессе измерения или вводиться вручную. Матрица преобразования вводится с помощью перфоленты. Вся схема преобразователя выполнена на феррит-транзисторных элементах, данные из устройства выводятся на печать анализатора. Устройство может быть также использовано для обработки нейтронных спектров.

Instalación para el análisis de los datos de los analizadores multicanales

1. SISTEMA PARA EL ANÁLISIS PRELIMINAR DE LOS DATOS DE UN SELECTOR NEUTRÓNICO

El sistema descrito permite sumar los datos de una serie de mediciones consecutivas con y sin muestra en el haz, deducir el valor del fondo y computar el desplazamiento provocado por la muestra y el error estadístico de la medición. El sistema comprende una "memoria" sobre cinta magnética, un dispositivo aritmético numérico capaz de efectuar divisiones, un dispositivo analógico-numérico para el cálculo de errores y un dispositivo electromecánico para determinar el ruido de fondo. En todos los dispositivos numéricos se utilizan elementos de ferrita y transistores, mientras que para los analógicos se utilizan válvulas electrónicas. El sistema trabaja en combinación con un analizador de 1024 canales. Para la extracción de los datos se utiliza el aparato impresor del analizador.

2. APARATO PARA EL ANÁLISIS DE LOS DATOS DE UN ESPECTRÓMETRO γ DE CENTELLEO

El aparato descrito se utiliza para el análisis de los espectros de rayos γ por el método de la matriz. Se examina la posibilidad de utilizar tanto una matriz directa como una matriz inversa. El aparato funciona en combinación con un analizador de amplitud de 128 canales provisto de un sistema de "memoria" que funciona con clave binario-decimal. Los datos de la memoria del analizador se pueden almacenar durante el proceso de medición o suministrarse manualmente. La matriz de transformación se introduce por medio de una cinta perforada. En todo el circuito de transformación se utilizan elementos de ferrita y transistores, y los datos se extraen del dispositivo impresor del analizador. El aparato puede utilizarse también para analizar espectros neutrónicos.

Современные многоканальные амплитудные и временные анализаторы, применяемые в исследованиях экспериментальной ядерной физики, позволяют получить такое большое количество информации, что ее ручная обработка во многих случаях является непомерно трудоемкой. Работа по исправлению создавшегося положения ведется в настоящее время в двух направлениях. Одно из них состоит в том, что в схемы самих анализаторов вводятся дополнительные устройства, позволяющие уменьшить объем обрабатываемой информации или же привести ее к более удобной для обработки форме. К устройствам такого типа можно отнести схемы, вносящие поправку на мертвое время, схемы, позволяющие

регистрировать некоторые функции входных величин, например, отношение амплитуд двух импульсов и т. п.

Ко второму направлению можно отнести автоматизацию обработки данных, накопленных в памяти анализатора. Один из методов такой автоматизации состоит в использовании универсальных цифровых машин. Наряду с рядом достоинств этот метод имеет и существенные недостатки, связанные, главным образом, с трудностями ввода больших количеств информации и неполным, в большинстве случаев, использованием возможностей машины. Поэтому, а также в связи со спецификой проведения некоторых физических измерений, часто возникают затруднения с планированием рабочего времени машины.

Другой метод автоматизации состоит в применении специализированных вычислительных устройств, существенно более простых, чем универсальная цифровая машина. С помощью таких устройств в ряде случаев можно полностью провести всю обработку данных, в ряде случаев настолько уменьшить количество информации, что последующая ее ручная обработка (например, по соответствующим графикам или номограммам) или ввод в универсальную машину не вызовут затруднений.

В настоящем докладе кратко описываются два устройства такого типа для обработки данных в двух часто встречающихся применениях: спектрометрия нейтронов по методу времени пролета и сцинтилляционная γ -спектрометрия.

1. Устройство для предварительной обработки данных нейтронного селектора по времени пролета

Устройство предназначено для обработки данных, полученных на нейтронном селекторе в тепловой и резонансной области. Оно позволяет суммировать данные ряда последовательных измерений с образцом и без образца в пучке, вычитать фон и вычислять пропускание образца вместе с его статистической ошибкой. Эти операции являются математически очень простыми, но включают большой объем информации. Полученные данные пропускают во многих случаях получение параметров резонансов сравнительно простым способом, например, по номограммам типа используемых в [1].

Упрощенная функциональная схема прибора приведена на рис. 1. Данные, полученные на анализаторе, вводятся через промежуточные регистры на магнитную ленту, суммируясь поканально с накопленными ранее. После накопления всех данных включается цикл обработки, в котором производится вычитание фона, поканальное деление данных с образцом на данные без образца для получения пропускания T и вычисление статистической ошибки δT . Полученные результаты вводятся на магнитную ленту, откуда впоследствии могут быть выведены в память анализатора и на печать. Цикл работы всей системы задается программирующим устройством, не показанным на рис. 1.

В качестве системы памяти на магнитной ленте используется стандартный магнитофон МАГ-8 с записью двуполярных сигналов на одной дорожке. Скорость движения ленты 760 мм/сек, плотность записи $\sim 1,5$ имп/мм. Использование таких параметров делает систему достаточно надежной и позволяет не предъявлять особых требований к качеству покрытия ленты.

Все цифровые устройства выполнены на феррит-транзисторных элементах. Используется двоичное кодирование чисел, все арифметические операции выполня-

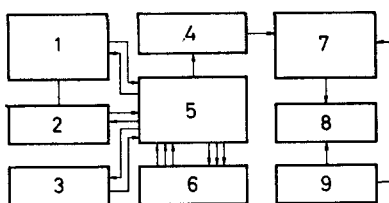


Рис. 1

Функциональная блок-схема устройства обработки данных нейтронного селектора

- 1 — система памяти на магнитной ленте
- 2 — сумматор
- 3 — схема деления
- 4 — преобразователь цифровых величин в непрерывные
- 5 — промежуточные регистры для хранения информации
- 6 — анализатор
- 7 — система вычисления ошибки
- 8 — преобразователь непрерывных величин в цифровые
- 9 — устройство, задающее распределение фона

ются в последовательной форме. Операция деления производится на частоте 10 кГц. Работа системы синхронизируется кварцевым генератором и сигналами с ленты.

При вычислении ошибки операции суммирования, умножения и извлечения квадратного корня производятся в аналоговой форме, операция деления — в цифровой форме.

Характер распределения фона по каналам задается с помощью графика, данные с которого считываются с помощью электромеханического устройства со следящей системой. Абсолютные значения фона в канале получаются путем перемножения данных, полученных при считывании с графика, на постоянный коэффициент, соответствующий интенсивности фона. Интенсивность фона измеряется с помощью специального счетного канала. Время, затрачиваемое на каждый цикл работы системы (перечень данных из анализатора, цикл обработки, перевод данных с ленты в память анализатора) составляет 4 минуты.

2. Устройство для обработки данных сцинтилляционного γ -спектрометра

Расшифровка спектров, полученных с помощью сцинтилляционного γ -спектрометра, является сложной задачей, особенно в случае непрерывных спектров γ -лучей. Наиболее эффективным методом преобразования амплитудных распределений, полученных на однокристалльном γ -спектрометре, в энергетические является использование преобразования с коэффициентами, заданными в виде числовой таблицы — матрицы [2, 3]. Но проведение такого преобразования, даже при наличии известной матрицы, является достаточно трудоемкой задачей. Кроме того, трудоемкими являются и некоторые вспомогательные операции типа нормировки спектра, учета зависимости эффективности спектрометра от энергии и т. п.

Описываемое устройство позволяет автоматизировать эти процессы и проводить их за время порядка нескольких минут. Предусмотрены режимы работы с использованием прямой [2] и обратной [3] матриц преобразования с размерами

до 64×64 . Кроме того, устройство позволяет вводить поправку на эффективность спектрометра и проводить умножение всех значений спектра на постоянный коэффициент.

Устройство предназначено для работы вместе со 128 — канальным амплитудным анализатором, причем спектр в память анализатора может быть введен как в процессе проведения эксперимента, так и вручную. Как в анализаторе, так и во всем устройстве обработки, принята двоично-десятичная система кодирования.

Данные матрицы преобразования и зависимости эффективности спектрометра от энергии вводятся в устройство на перфоленте (35-мм киноплемка). Для ввода данных используется старт-стопный лентопротяжный механизм, скорость ввода составляет ~ 5 чисел в секунду. Считывание данных с ленты производится фотоэлектрическим способом, поразрядно. Для записи данных на ленту используется стандартный перфоратор.

Собственно устройство обработки включает системы умножения, сложения, хранения промежуточных и окончательных результатов и схему управления, задающую последовательность операций. Схемы выполнены на феррит-транзисторных элементах, все операции производятся в последовательной форме.

Для вывода данных используется система печати анализатора. При использовании преобразования с прямой матрицей возможен вывод данных также и на электронно-лучевую трубку анализатора.

Общее время обработки при использовании матрицы преобразования 32×32 составляет ~ 3 минуты.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] HUGHES, D. J., *J. Nucl. Energy* 1 (1955) 237.
- [2] КАЗАНСКИЙ, Ю. А., „Приборы и техника эксперимента“. № 4 (1959) 32.
- [3] CHILDERS, H. M., *Rev. Sci. Instr.* 30 (1959) 70.

INSTRUMENTATION OF MULTI-CHANNEL COUNTER EXPERIMENTS

F. A. KIRSTEN AND D. A. MACK

LAWRENCE RADIATION LABORATORY, UNIVERSITY OF CALIFORNIA, BERKELEY, CALIF.
UNITED STATES OF AMERICA

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

Instrumentation of multi-channel counter experiments. Recent experience in instrumenting several nuclear physics experiments has demonstrated the feasibility of automating the data-acquisition phases of the experiment. Electronic circuits are employed wherever the rate of data flow would be slowed down by the use of human operations. Information is selected, temporarily stored and then recorded in a form suitable for immediate entry into a computer. Experimenters thus freed from the tedious aspects of data collection can devote their time to studying the results of the experiment.

Potentially useful nuclear events are first selected by the fast (10^{-8} s) logic part of the instrumentation. Circuits performing simple logical functions are packaged in modular form for easy grouping into particular coincidence, gating, and mixing configurations. Circuits with slower response time (10^{-6} s and greater) are used to perform temporary storage and recording operations. Automatic test routines are used to initially align the equipment as well as provide continuous calibration during the experiments.

Some of the high-speed circuits are described as well as the methods used to incorporate them into a large counting system.

Appareillage pour expériences utilisant des compteurs multicanaux. Des essais récents portant sur l'instrumentation de plusieurs expériences de physique nucléaire ont montré que l'automatisation des phases de l'acquisition des données de l'expérience est possible. On emploie des circuits électroniques dans tous les cas où des opérations manuelles auraient pour effet de ralentir le débit des données. Les informations sont sélectionnées, temporairement mises en mémoire et ensuite enregistrées sous une forme qui permet de les introduire directement dans une calculatrice. Les expérimentateurs, ainsi libérés de la tâche absorbante que constitue le rassemblement des données, peuvent consacrer leur temps à l'étude des résultats obtenus.

Les événements nucléaires pouvant présenter un intérêt sont d'abord sélectionnés par le dispositif de traitement logique rapide (10^{-8} s) de l'appareillage. Les circuits utilisés pour les opérations logiques simples sont construits sous forme d'unités modulaires de manière à pouvoir être facilement groupés en systèmes particuliers: coïncidence circuit-porte et mixte. Les circuits à réponse lente (10^{-6} s ou plus) sont utilisés pour les opérations de mise en mémoire temporaire et d'enregistrement. Pour l'alignement initial des circuits et l'étalonnage continu durant les expériences, on fait appel aux méthodes de vérification automatique courantes.

Les auteurs décrivent plusieurs circuits rapides ainsi que les méthodes permettant de les incorporer dans des systèmes de comptage de grandes dimensions.

Приборы для экспериментов с многоканальными счетчиками. Новейший опыт создания приборов для проведения ряда экспериментов по ядерной физике показал возможность автоматизации фаз получения данных при этих экспериментах. Там, где скорость потока данных замедлялась бы работой с применением человеческого труда, используются электронные схемы. Информация выбирается, временно хранится и затем регистрируется в форме, пригодной для немедленного введения в вычислительное устройство. Таким образом лица, производящие эксперименты избавляются от скучной работы по собиранию данных и могут посвятить свое время изучению результатов опыта.

Могущие оказаться полезными ядерные данные прежде всего выбираются быстрой (10^{-8} сек) логической частью приборов. Схемы, выполняющие простые логические функции, помещены в модульную форму с целью облегчения их группировки в особые

конфигурации совпадения, т. е. временной селекции и смешивания. Схемы с более медленной ответной реакцией (10^{-6} сек и больше) используются для временного хранения и регистрации операций. Автоматические программы испытаний применяются для первоначальной наладки оборудования, а также для проведения непрерывной калибровки во время опытов.

Будет дано описание некоторых высокоскоростных схем, а также применяемых методов для включения их в крупные вычислительные системы.

Instrumentación de los experimentos con contadores multicanales. La experiencia reciente en la instrumentación para diversos experimentos de física nuclear demuestra la posibilidad de automatizar las fases de toma de datos. Se utilizan circuitos electrónicos en todos los casos en que el ritmo de manipulación de los datos quedaría disminuido por la intervención del hombre. Los datos son seleccionados, temporalmente acumulados, y por último, registrados en forma adecuada para suministrarlos inmediatamente a una calculadora. Así, los experimentadores, liberados de la fatigosa tarea de registrar datos pueden dedicar su tiempo a estudiar los resultados del experimento.

Los fenómenos nucleares que pueden ser interesantes son seleccionados primero por la parte lógica rápida (10^{-8} s) del equipo. Los circuitos que realizan funciones lógicas sencillas se presentan en unidades de construcción modular para poderlos acoplar fácilmente según diferentes configuraciones de coincidencia, bloqueo y mezcladoras. Los circuitos de menor velocidad de respuesta (10^{-6} s y más) se utilizan para operaciones de acumulación temporal y registro. Para el ajuste inicial del equipo y para su calibración continua durante los experimentos, se utilizan procedimientos corrientes de comprobación automática.

Los autores describen algunos de los circuitos de gran velocidad y los métodos aplicados para acoplarlos en un gran dispositivo de conteo.

I. Introduction

The application of modern electronic data-handling techniques to nuclear physics has made it possible to perform complex counter experiments that were impractical with former methods. This report will discuss some of the work of the Counting Instrumentation Groups of the Lawrence Radiation Laboratory at Berkeley in this direction. As the number of counters per experiment increases, new ways are devised to portray and record the greater volume of information. One popular method has been to display the output of a number of counters—with appropriate time delays between them—on the traces of a multi-beam oscilloscope and to photograph the display. The information thus recorded photographically is later read visually a trace at a time, and the necessary calculations are made manually or with the aid of an electronic computer.

During the past four years, several systems using electronic-data handling have been developed for use wherever the rate of information flow would be slowed by human operations [1]. Some of these operations are recording, selecting and storing data. Table I indicates the advance in the number of information channels that have been handled as well as the increase in the information-handling rate. Aside from supervising the operation of his electronic "slave", the experimenter thus freed of many tedious tasks can devote his time more valuably toward interpretation of the experimental results.

II. Description of the latest experiment

The latest experiment performed by the Segrè Group at Berkeley on pion-pion scattering illustrates the type of problem that can be accommodated by automated data-acquisition equipment. A beam of 1-to-2-GeV/c pions from the Bevatron was

TABLE I

ANNUAL PROGRESS IN INFORMATION-STORAGE FACILITIES BY COUNTING INSTRUMENTATION GROUPS AT LAWRENCE RADIATION LABORATORY

Year	No. data channels available	Maximum No. events stored in 0.1 s	Method of information storage	Method of data transmission to computer
1958	35	1	flip-flop	punched cards
1959	40	10	core storage	paper tape
1960	180	10	core storage	paper tape
1961	210	50	core storage	magnetic tape

focused upon a liquid-hydrogen target. About one in 10^6 of the pions in the beam collided with a proton in such a way as to produce a second pion and a low-energy neutron. These three particles emerged from the target and were detected by a large array of scintillators. The array was composed of 84 separate elements fitted together to form a π steradian section of a sphere 5 ft in radius centred upon the target. A rear view of these counters is shown in Fig. 1. The array intercepted all particles emitted in the angular interval from 4 to 60 deg with respect to the beam. Twelve additional counters were arranged to extend the intercepted solid angle seen by the beam, and seven other counters provided additional means of identification. There were 103 counters in all. Since some counters were used to detect both pions and neutrons, a total of 187 information channels were employed. The maximum number that could have been handled was 210, a limit imposed only by the size of the present core planes. One 6810A or 7046 multiplier phototube was coupled to each scintillator element. Thus the co-ordinates of the three particles were measured by noting which of the counters generated an output. The energy of the neutrons was found by measuring the time between the occurrence of the prompt-pion phototube signals and the later neutron signal. With this information, a computer calculated from the kinematics of the event the physically possible events and separated them from the "false" events composed of background signals.

III. Electronic circuits

The instrumentation for a previous experiment has already been reported [2—7]. The counting equipment for the recent experiment may be divided into five sections:

- (1) The nanosecond circuits that perform the system logic by separating the desired events from the background;
- (2) The co-ordinate detectors that measure the spatial positions of the three particles in each event;
- (3) Chronotron circuits to detect the velocity of the neutron from its time-of-flight;
- (4) A buffer core-storage unit to temporarily remember the selected events and then record them on magnetic tape;
- (5) Test and monitoring circuits that allow the experimenter to examine and test the operation of the system.

An over-all block diagram is shown in Fig. 2.

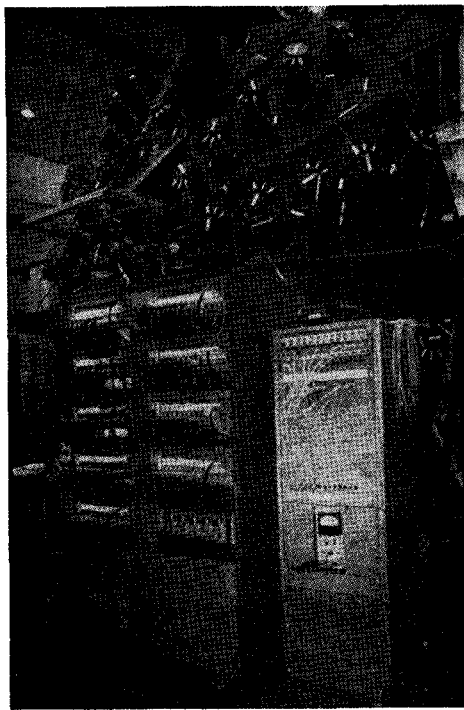


Fig. 1

Rear view of counter array with signal shapers and test equipment in foreground

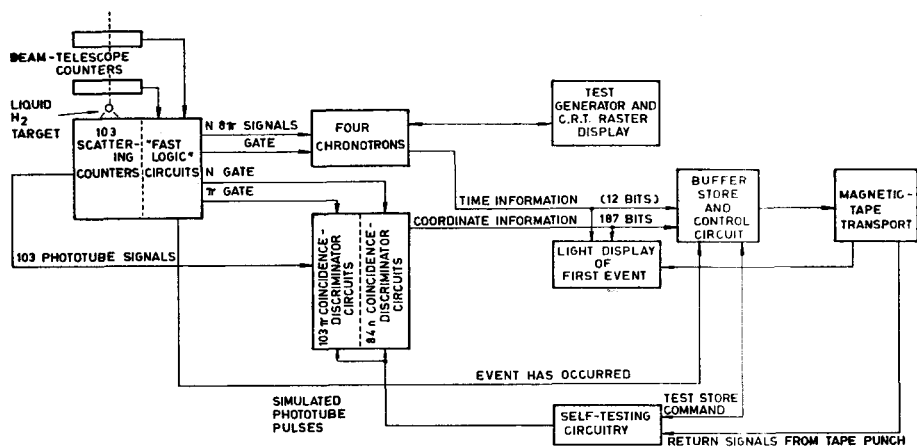


Fig. 2

Block diagram of instrumentation for a multi-channel counter experiment

IV. Tunnel-diode discriminator

Extensive use has been made of a tunnel-diode discriminator described by KERNS [8]. It provides an output pulse of uniform delay after the scintillation pulse and nearly uniform height for wide ranges of input amplitude and counting rate. It is much easier to perform subsequent operations when these "standardized" discriminator pulses are used. Between the phototube and discriminator, a clipping stub differentiates the signal to produce first a negative and then a positive-going waveform. The tunnel diode is biased to trigger near the zero crossing on the backswing of the signal. In time, this point is quite independent of amplitude. By proper selection of clipping-stub impedance and length, the variation in discriminator delay has been reduced to less than 0.5 ns over a fifty-to-one range of input amplitude. The tunnel-diode is placed in one branch of a balanced bridge as shown in Fig. 3. Resistors R1 and R2 of the bridge are made to differ by a value that approximates the tunnel-diode positive resistance characteristic. No output signal is produced at transistor Q2 until the circulating current in the bridge is sufficient to overcome the bias and regenerate the tunnel-diode. Thus feed-through from small pulses is minimized.

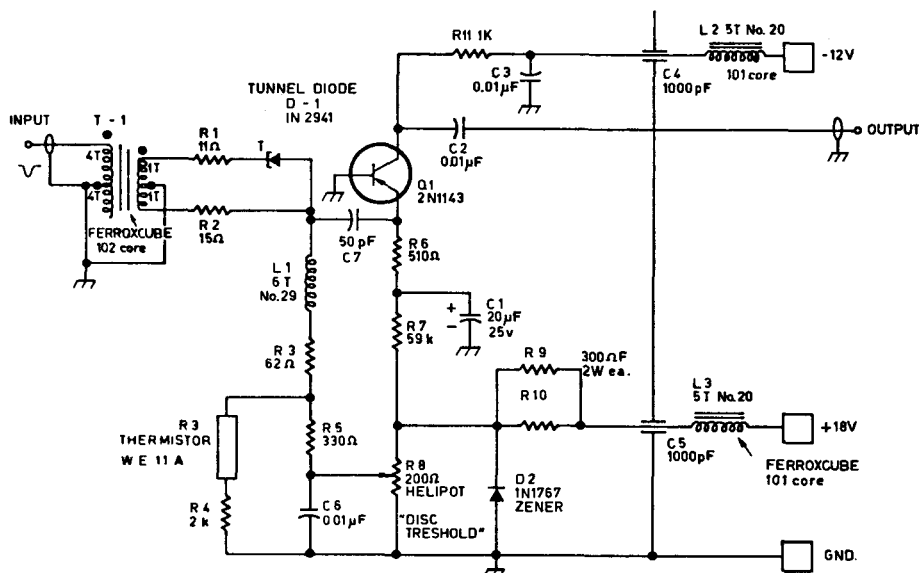


Fig. 3
Schematic diagram of tunnel-diode discriminator

V. Nanosecond logic circuits

The selection of true events from the great background of unwanted interactions is accomplished in two steps. Part of the selection is done by the "fast-logic" circuits which respond to pulses in the few-nanosecond range. The final selection, however, is done by the computer. The fast-logic circuits perform functions such as gating, inhibiting, signal mixing, and splitting. Typical of these circuits are the signal splitter

splitter is shown for illustration. The output rise time is 5 ns for a step-function input. The gain is 0.8, and the maximum output amplitude is $+1\text{ V}$ or -2 V .

In the same manner, the signal mixer is flexible with regard to the number of channels that can be used. The two-channel mixer produces an output pulse having a 4-ns rise-time for a step signal applied to either input. The unit illustrated is suitable for negative pulses; by substituting PNP transistors and reversing the supply potentials, it is suitable for positive signals.

The monitor output in each case is isolated by an emitter follower; this isolation makes the normal output almost independent of the monitor loading.

To preserve signal rise-times between units, special care was given to the circuit packaging. A modular unit was desired that was inexpensive, used printed-circuit techniques, allowed interconnection of nanosecond pulses with coaxial cables, and provided connections for power and slow pulses through printed-circuit connectors. The resulting unit is shown in Fig. 6. It is available in a number of different widths and panel sizes.

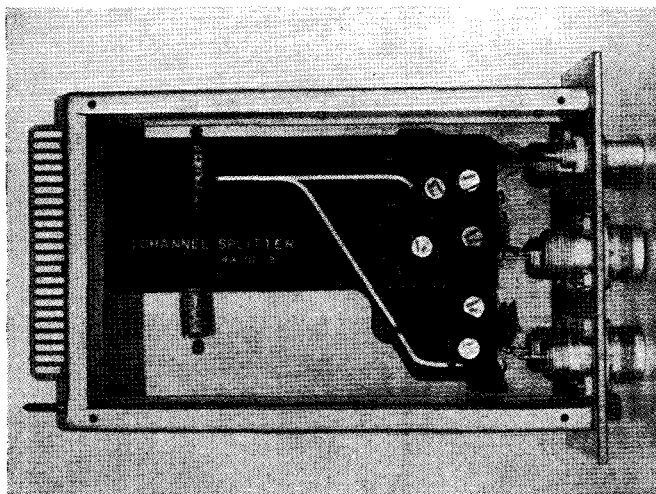


Fig. 6

Shielded package for nanosecond circuits

VI. Chronotron

The determination of the neutron energy by finding its time-of-flight is typical of measurements that lend themselves to automated readout. The interval of interest is from 11 to 43 ns. A nine-channel, parallel-access chronotron compares the flight time of prompt pions with the slower neutrons. The 32-ns interval is divided into seven periods, with two additional channels. One of the latter channels indicates neutron pulses arriving too early, and another, those arriving too late. A block diagram of the chronotron is shown in Fig. 7. The splitting transformer divides the reference signal into nine similar pulses. Each of these is delayed by a different amount and compared

to the neutron signal in a diode sampling circuit. The appropriate output among the nine is indicated by the sampling circuit having the greatest output voltage. A diode matrix converts the signals to a binary-coded output for storage purposes. A test routine is fed through the chronotron circuits whenever they are not used for actual time measurement. Fig. 8 shows the test routine simultaneously presented for four chronotrons.

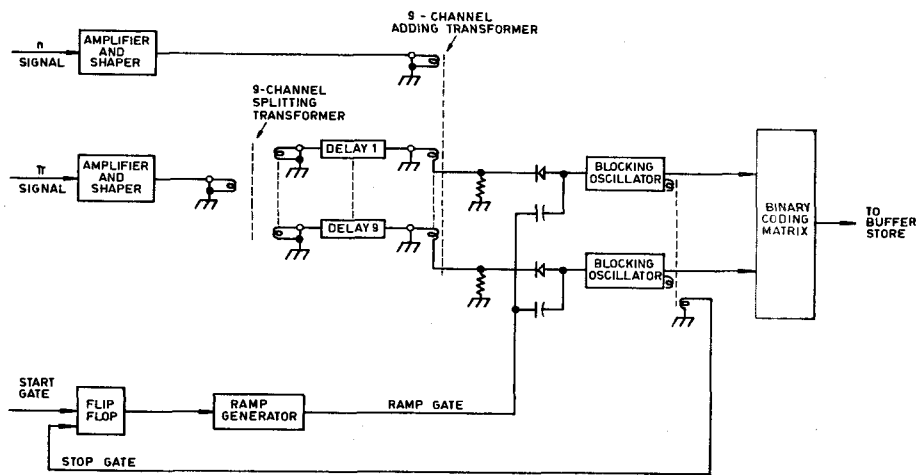


Fig. 7
Chronotron block diagram

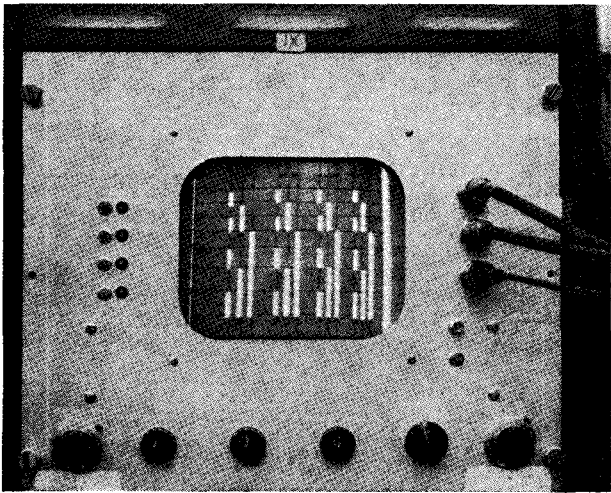


Fig. 8
Display of binary-coded test signals of four chronotron channels

Each of the available time intervals is displayed in sequence as a binary number from top to bottom on the cathode-ray tube screen. During the experiment the chronotrons have maintained their timing to within 0.5 ns over a period of 24 h.

VII. Memory and readout

The buffer store provides a temporary memory for random events until they can be transferred in an orderly fashion to a permanent memory. In this experiment, a 2100-bit buffer store transfers the co-ordinate and timing data from each event on to magnetic tape for permanent record. For co-ordinate information, one ferrite core is associated with each information channel for each event recorded. The timing information uses a binary-coded octal system. After ten events are stored, the buffer store is read out onto magnetic tape, and the store is again ready to accept events. Since the total starting and stopping of the tape transport requires only 10 ms, several groups of ten events each can be recorded during a 0.1-s Bevatron beam burst. The magnetic tape is recorded in a manner that allows immediate entry to an IBM 704 or 709 computer for analysis. The logic circuits for the core store are designed for microsecond response times. For these rise-times, circuits can be constructed on printed-circuit boards and housed in plug-in frames. A typical unit is the 1-Mc scaler flip-flop; a schematic circuit diagram is shown in Fig. 9. A printed-circuit board containing two flip-flops is shown in Fig. 10. This unit can be used either as a binary scaler or a flip-flop by simply inserting or removing one link connection (shown near Q-1 in Fig. 9). As a scaler, the unit circuit operates at rates up to 10^6 counts/s for input signals greater than 6 V and a rise-time less than 0.75 μ s. The saturated output stages will drive a load shunted by a 250-pF capacitor and give a 0.1- μ s rise-time and a 0.4- μ s fall-time.

VIII. Test routines and monitoring

With the automation of the data-acquisition phases of an experiment, it is imperative that error-detection methods be speeded up. Otherwise, an excessive amount of time is consumed repairing even a minor system malfunction. In two recent experiments, test routines were evolved to initially align the system, calibrate it while it runs, and rapidly localize threshold drift or catastrophic failures. The monitoring programme feeds light or electrical test pulses into several points of the system. This allows one to compare actual operation with the desired response.

The most comprehensive test very nearly simulates the response of the entire system to nuclear events without the Bevatron even operating. Light pulses injected with appropriate timing into the scintillation counters check the operation of all the succeeding instrumentation including the calculations made by the computer. Field-emission light pulsers developed by KERNs *et al.* are mounted on the front surface of the scintillation detectors [7]. They emit 1-to-2-ns pulses with less than 0.2-ns jitter. Up to 64 light pulsers can be operated at one time.

Operation of the equipment following the phototubes can be checked by injecting electrical test signals at the inputs of the tunnel-diode discriminators. A test pulser has been constructed that generates signals at two levels: 80% and 110% of the normalized pulse amplitude for each channel. At the 80% level none of the counter channels should indicate an output, but at the 110% level all of the channels should have triggered. An alarm indicates the failure of any channel to trigger properly. The test-pulser signal

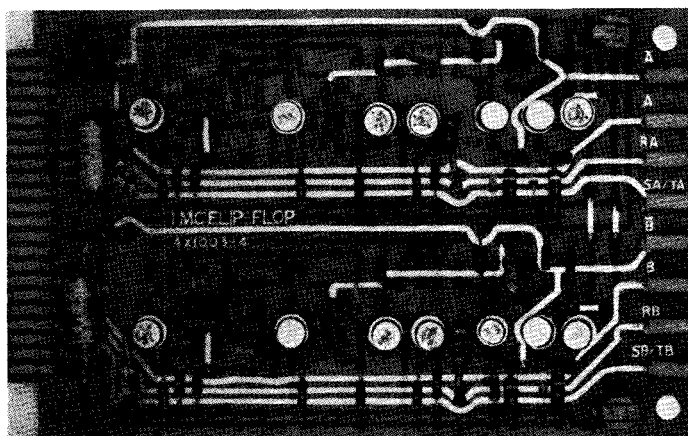


Fig. 10
Printed-circuit board containing two 1-Mc flip-flop circuits

is split into a number of channels by a passive distributor shown in Fig. 11. To keep the 10-ns pulses from being shorted out by the series-parallel connections shown, ferrite cores are used for isolation. The rapid recognition of a large mass of information is always difficult. A display panel has been used here to observe data during the actual running of the experiment as well as test patterns during error checking. The panel consists of an array of incandescent lights arranged in the same spatial pattern as the

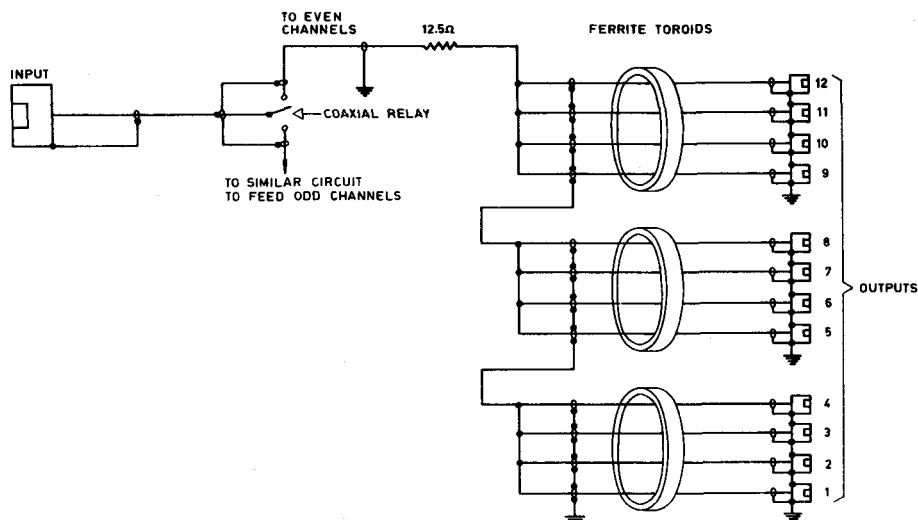


Fig. 11
Schematic diagram of test-pulse distributor. Each group of four miniature 50-Ω cables makes four turns around a toroid

scintillation counters in the experiment. One set of lights is for the pion signals, the other for the neutron signals. While the whole data-acquisition system can store many events per Bevatron beam burst, an observer has difficulty in remembering more than

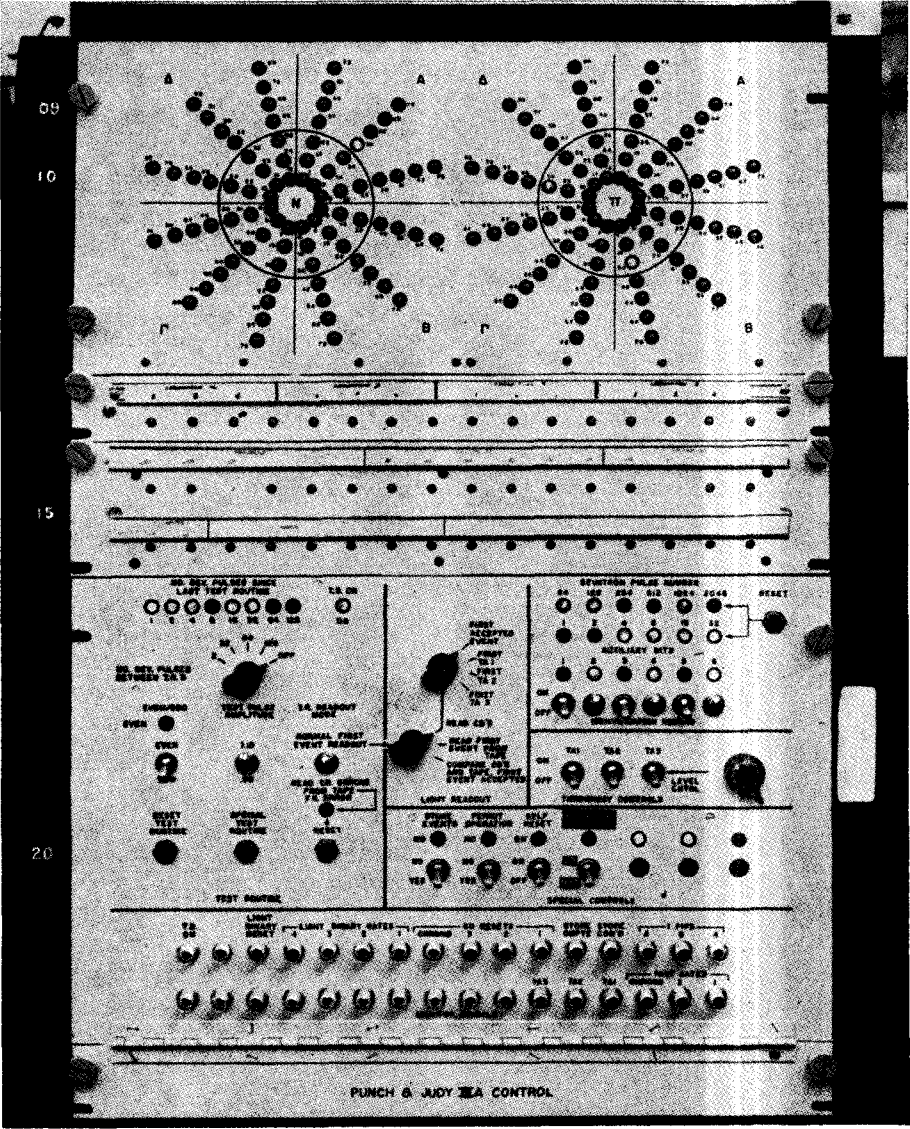


Fig. 12
Light display panel

one event at a time. Thus it was decided to display only every tenth event in any burst. The last event is displayed continuously until the next Bevatron pulse.

The display panel is arranged to show (a) events going into the buffer store, (b) events recorded on magnetic tape, or (c) the difference between conditions (a) and (b). The first condition checks the circuits ahead of the buffer store, the second condition checks the entire system, and the third allows one to check the performance of the store and tape transport.

The light bulbs (General Electric (United States) No. 344) glow brightly at 12 V and draw about 20 mA; they glow very dimly at 5 V and draw about 9 mA. Circuits are arranged so that binary 1 is the bright condition, binary 0 the dim condition. Both of these conditions can be distinguished easily from an open circuit or a defective bulb.

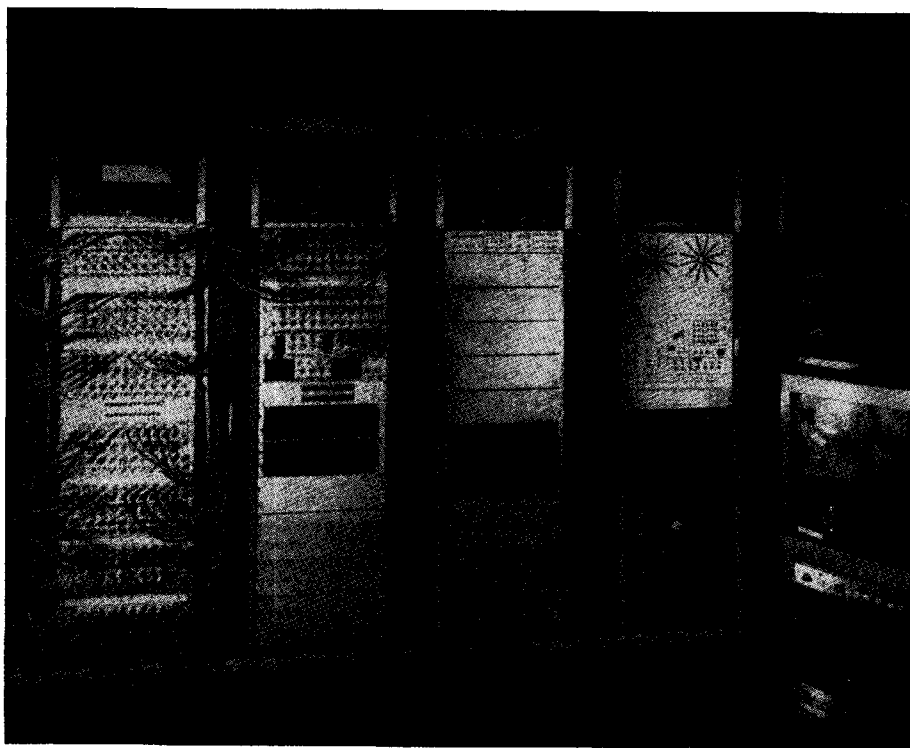


Fig. 13

View of part of the fast-logic circuits with the coincidence-discriminator units, buffer store, test and control circuits, and magnetic-tape transport

IX. Conclusions

The complexity of recent counter experiments has demanded new ways of gathering experimental data. We believe that the methods used here are a worthwhile approach to an automated data-acquisition system.

The use of modular circuit packages provides the needed flexibility for performing a wide variety of experiments with a limited number of components.

The general usefulness of semiconductor components for counting instrumentation has adequately been demonstrated. Except for the detectors and a few electron tubes in amplifiers and monitors, all of the active components are solid-state devices. Over 4000 transistors are used in the system described. In regard to reliability, the entire system has run for several days without requiring an unscheduled maintenance period. The savings in rack space, power dissipated as heat, and operating time due to high reliability have shown solid-state devices to be superior to their thermionic counterparts.

Success with our error-checking techniques shows that an adequate test routine makes a great saving in the accelerator time needed for any experiment. Further savings can be made in initially setting up an experiment by providing test routines to check individual circuits and subsystems as they are put into operation.

We believe that data-acquisition systems are in their infancy and that, even today, systems involving many more channels and larger storage capacity are entirely feasible.

ACKNOWLEDGEMENTS

The encouragement by members of the Segrè experimental group is deeply appreciated, particularly the guidance of Dr. Clyde Wiegand. The electronic development described here is the work of a large number of persons, including Quentin A. Kerns, Thomas A. Nunamaker, Stanley C. Baker, Frank Evans, Arthur E. Bjerke, and Gerald C. Cox.

REFERENCES

- [1] WIEGAND, C. E., "*Proceedings of the 1960 International Conference on Instrumentation for High-Energy Physics*" (Interscience Publishers, Inc., New York, 1961), Paper IV. 6.
- [2] BAKER, S. C., KIRSTEN, F. A., MACK, D. A. and WIEGAND, C., "An Electronic Data-Acquisition System for Use with a Complex Nuclear Physics Experiment", *Nucl. Instr. Meth.* **12** (1961) 11—19; also Lawrence Radiation Laboratory Report UCRL-9271 (1960).
- [3] BAKER, S. C., "A Transistor Coincidence-Discriminator Circuit for 10⁻⁸-Second Pulses", *Nucl. Instr. Meth.* **12** (1961) 20—24; also Lawrence Radiation Laboratory Report UCRL-9272 Rev. (1961).
- [4] BJERKE, A. E., KERNS, Q. A. and NUNAMAKER, T. A., "A Solid-State Chronotron for Digitizing Time Delays", *Nucl. Instr. Meth.* **12** (1961) 25—31; also Lawrence Radiation Laboratory Report UCRL-9270 (1960).
- [5] EVANS, F. and KIRSTEN, F. A., "An 1800-Bit Buffer Store and Readout System", *Nucl. Instr. Meth.* **12** (1961) 39—42; also Lawrence Radiation Laboratory Report UCRL-9274 (1960).
- [6] BAKER, S. C., KERNS, Q. A., KIRSTEN, F. A., MACK, D. A. and NUNAMAKER, T. A., "Test Routines and Monitoring for a Large Counter Experiment", *Nucl. Instr. Meth.* **12** (1961) 1—10; also Lawrence Radiation Laboratory Report UCRL-9273 (1960).
- [7] KERNS, Q. A. and COX, G. C., "A Nanosecond Triggered Light Source Using Field Emission", *Nucl. Instr. Meth.* **12** (1961) 32—38; also Lawrence Radiation Laboratory Report UCRL-9269 (1960).
- [8] KERNS, Q. A., "*Proceedings of the 1960 International Conference on Instrumentation for High-Energy Physics*" (Interscience Publishers, Inc., New York, 1961), Paper IIa. 5.

DISCUSSION

C. Infante (Italy): I have noticed a certain number of AC couplings in your high-speed circuitry. Do you get into trouble with base-line shift there?

D. A. Mack (United States of America): The counting rate here was so slow that the base-line shift was not a great problem. The number of events expected was so low—about 25 per bevatron pulse—that we allowed a dead time in the core storage unit of about 30 μ s. The coincidence gate can operate to 10^7 pps on one input, when there is no signal on the other input, and still give zero output. In other words there is no feed through at up to 10 Mc.

HODOSCOPE PERFORMANCE AND DESIGN

A. BOYARSKI AND D. RITSON

MASSACHUSETTS INSTITUTE OF TECHNOLOGY, CAMBRIDGE, MASS.

UNITED STATES OF AMERICA

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

Hodoscope performance and design. The performance and circuitry of a hodoscoped array of 200 counters used on an experiment at Brookhaven is described. The circuitry, transistors, and phototubes all showed remarkable long-term stability. The lifetime of the transistors was 0.5×10^8 h, and only one out of the 200 phototubes deteriorated after six months use. A simple set of diagnostic routines checked performance of the apparatus in half an hour. The data was recorded on film, and the film was read with a "programmed spot" scanner into the M.I.T. TXO computer. One hour is required to read a 400-ft roll of film by this system.

A simple modification has been made to the apparatus whereby the data is stored in parallel into a shift register and then read out serially onto magnetic tape. Such a system writes a 300-bit event on to tape in 1 ms and obviates the necessity for buffer storage.

Construction et comportement d'un odoscope. Les auteurs décrivent le comportement et le circuit d'un odoscope de 200 compteurs utilisé à l'échelon du laboratoire à Brookhaven. Le circuit, les transistors et les phototubes se sont révélés extrêmement stables sur une longue période. Les transistors ont fonctionné $0,5 \cdot 10^8$ heures et un seul des 200 phototubes a été endommagé après six mois d'usage. Grâce à un programme de contrôle systématique, on a pu vérifier le comportement de l'appareil en une demi-heure. Les données ont été enregistrées sur films et le film «lu» à l'aide d'un télélecteur à spot programmé dans un calculeur M.I.T. TXO. Ce système permet de lire plus de 1,20 m de pellicule en une heure.

On a modifié l'appareil d'une manière simple qui permet de stocker les données en parallèle dans un registre à décalage et de les lire, par séries, sur une bande magnétique. Ce système permet d'écrire un événement de 300 chiffres binaires sur la bande en un millième de seconde et d'éviter de recourir à la mémoire intermédiaire.

Демонстрация и конструкция годоскопа. Дается описание работы и схемы годоскопной системы из двухсот счетчиков, примененной во время опыта в Брукхевене. Схема, транзисторы и фотоэлементы обнаружили исключительную продолжительность действия. Время жизни полупроводникового триода $0,5 \times 10^8$ часов, и только один фотоэлемент из 200 износился после трехмесячного использования. Простой ряд диагностических осмотров позволяет проверять работу аппарата через каждые полчаса. Данные записываются на пленку, которая читается с помощью перфроированного развертывателя на вычислительной машине TXO Массачусетского технологического института. По этой системе требуется один час, чтобы прочесть 400 футов пленки.

Делается простое изменение в аппарате, посредством которого данные размещаются параллельно в регистраторе смещения и затем сериями зачитываются на магнитофонную ленту. Такая система записывает 300 знаков на пленку в одну миллисекунду и устраняет необходимость буферного хранения.

Diseño y características de funcionamiento de un hodoscopio. La memoria describe las características de funcionamiento y los circuitos de un sistema de 200 contadores dispuestos para hodoscopia, que se ha empleado en Brookhaven para fines experimentales. Los circuitos, los transistores y los fototubos se mostraron sumamente estables a largo plazo. La vida de los transistores fue de $0,5 \cdot 10^8$ horas, y sólo uno de los 200 fototubos se estropeó a los 6 meses de funcionamiento. El correcto funcionamiento del aparato es comprobado en media hora por una sencilla serie de rutinas de diagnóstico. Los autores registraron los datos en una película que fue leída por un barrido programado en la calculadora TXO del Massachusetts Institute of Technology. Para leer 400 pies (122 metros) de película por este sistema, se precisa una hora.

Se ha introducido una pequeña modificación en el aparato, que ahora almacena los datos paralelamente en un registro de desplazamiento y los pasa en serie a una cinta magnética. Este sistema escribe en cinta un suceso de 300 bits en un milisegundo y hace innecesario el almacenaje intermedio.

A group of physicists (A. Boyarski, G. Loh, S. Ozaki, D. Ritson, R. Weinstein) recently finished an experiment at Brookhaven Nat. Lab. with a counter system of 200 scintillation counters. The apparatus was under test at voltage for about six months.

Our experience can be summarized as follows:

(1) Phototubes were run at 1000—1200 V. Sixty 6655 As (ten-stage 2-in tube) and 130 6199 S (ten-stage 1-in tube) were used. Only one 6199 was replaced. All 6655 As were acceptable, about 20 of the 6199 S were rejected.

(2) Two thousand transistors, and one thousand diodes were used. About one transistor was replaced each week.

(3) Commercial-computer building blocks were used for all control functions, gating, and delay generating. It was found easy to assemble in a day complicated circuitry which functioned according to makers specifications. No difficulties or failures were encountered.

(4) Data was recorded on strip-driven Agfa Isopan Recordak film. A 200 μ s, 90-V flash of a 6977 Amperex-transistor indicator-light photographed at 6 ft at f1.5 gave an excellent record. The subsequent records were suitable both for visual and computer (TXO programmed spot) analysis. A 400-ft roll of film could be read in one hour.

(5) We have subsequently modified the apparatus so that an "event" can be stored in parallel on to a shift register (100 kc) and read out serially on to magnetic or paper tape.

Fig. 1 shows schematically the arrangement. Fig. 2 shows the circuit used for the experiment with flip-flop storage. Fig. 3 shows the modification necessary to convert the line of flip-flops to a shift register. A 300-bit event can be recorded in 1 ms.

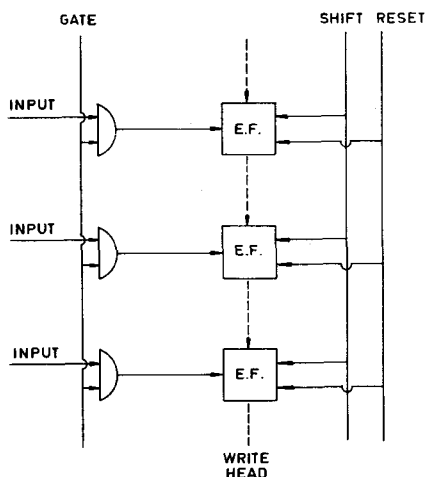


Fig. 1
Diagram of shift register storage

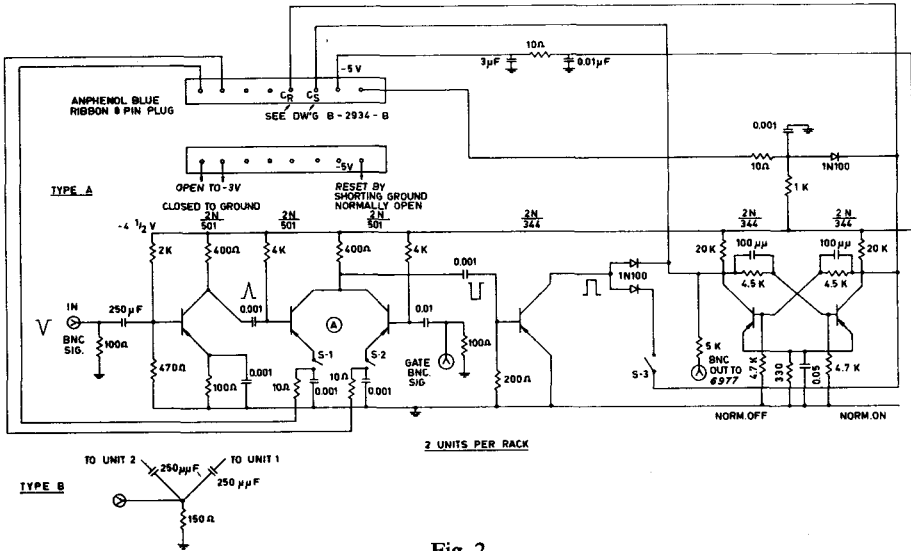


Fig. 2
Hodoscope flashing unit

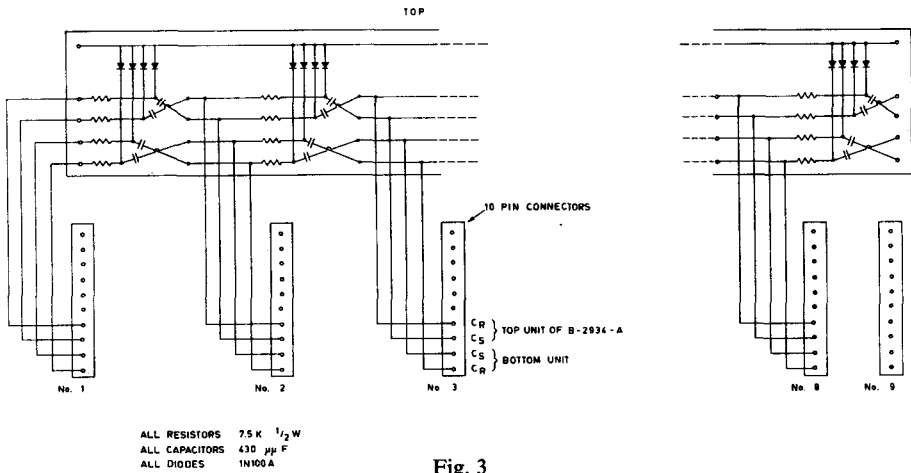


Fig. 3
Shift register connections

The performance of the apparatus was perfectly satisfactory. The 6977-transistor indicators permitted visual checking of the condition of the apparatus and allowed very flexible testing. Our main difficulty was the sheer "bulk" of the very large amount of cabling used.

DISCUSSION

A. Roberts (United States of America): You remarked that you intended, in a subsequent device, to use a shift register memory rather than a core memory. Is this simply because of the convenience? I think it would be considerably more expensive.

D. Ritson (United States of America): In this particular case there is essentially no expense involved. We have an apparatus in which each channel has one flip-flop, and to turn a flip-flop into a shift register just requires the addition of four diodes and a capacitor or two. I think with every apparatus of this type the information is put into a flip-flop and it is quite a simple matter to hook all the flip-flops up into a shift register configuration. We actually have done this and have tested the apparatus and eliminated all the problems which one encounters in a shift register design.

A. Roberts: Do I understand then that you are recording the events directly on tape?

D. Ritson: The last experiment we did was last summer. The nature of our next experiment will decide whether we record on magnetic tape, on paper tape, or on film. If we have an extremely low rate of events we will record on paper tape or on film and if we have a very large number of events we may record on magnetic tape.

A. Roberts: I was worrying about the time required to record a single event.

D. Ritson: The time to record a single event is just 1 ms. You can write 300 bits of information on IBM tape in a millisecond. Does this answer your question?

A. Roberts: I am not sure, because I do not understand precisely what you are planning to do.

D. Ritson: You have 300 bits of information in the form of a word, and these bits of information can be split into six channels, each of 50 flip-flops, in other words six words 50 bits long. Now, with a clock these can be driven out, at a rate of one bit every 20 μ s, to be recorded on tape. In 1 ms therefore, one can record essentially the whole 300 events. This means that in a standard accelerator you can record 200 events, which I think is probably more than anyone wishes to record in the machine cycle.

G. L. Miller (United States of America): How much trouble did you go to in selecting the computer building blocks? Did you go through a number of manufactures? Do you think you were just lucky to get this reliability or do you think most manufacturers would achieve such a standard?

D. Ritson: I think most of them achieve this sort of figure. We actually used a local firm founded by some of the group at Lincoln who had developed the TAL computer and the building blocks associated with it. Their building blocks were very meticulously engineered and built. We were recommended by the local electrical engineering department to use these blocks, and they proved completely satisfactory.

COMMUTATEUR ÉLECTRONIQUE AUTOMATIQUE

H. GUILLON

CENTRE D'ÉTUDES NUCLÉAIRES DE SACLAY

FRANCE

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

An automatic electronic switch. The paper describes an electronic switch which, on the order of a single pulse, successively selects a given number of channels. The switching time for all channels may be the same, or may vary according to channel; one or more positions may be maintained by external control for an indefinite length of time.

This circuit is very flexible in programming; it can if necessary act as a counter and as a pulse generator.

It is convenient to limit the number of switched channels to ten, but this can be greatly increased by a general extension of the system.

Applications of an apparatus for transferring the contents of decimal scalars to a printing machine are described; this machine employs the sequential series method and with a binary-decimal scale converter which operates by summing the weights of the different binary digits.

Commutateur électronique automatique. On décrit un commutateur électronique qui, sur l'ordre d'une impulsion unique, sélectionne successivement un nombre déterminé de voies. La durée de passage sur chaque voie peut être unique ou prendre différentes valeurs selon les voies; une ou plusieurs positions peuvent être conservées pendant une durée indéfinie déterminée par commande extérieure.

Ce circuit est d'un emploi très souple pour déterminer un programme; il accomplit éventuellement les fonctions de compteur et de générateur d'impulsions.

Le nombre de voies commutées, qu'il est commode de limiter à dix, peut toutefois être étendu très au-delà par une généralisation du système.

Des applications sont décrites concernant un appareil de transfert des contenus d'échelles décimales sur machine imprimante par la méthode série-séquentielle, et un convertisseur binaire-décimal procédant par addition des poids des différents chiffres binaires.

Автоматический электронный переключатель. Дается описание электронного переключателя, который по приказу одиночного импульса последовательно переключает определенное число каналов. Продолжительность перехода на каждый канал может быть одинаковой или различной в зависимости от числа каналов; одно или несколько положений может быть сохранено в течение неопределенного периода, определяемого внешним управлением.

Эта схема в употреблении является очень гибкой для определения программы; она выполняет в случае необходимости функции счетчика и генератора импульсов.

Число переключаемых каналов, которое всего удобнее ограничить 10, может быть, однако, значительно увеличено за счет обобщения системы.

Описанные применения касаются аппарата передачи содержаний десятичных схем на печатную машину серийно-последовательным методом, и двоично-десятичного преобразователя, действующего по принципу сложения весов различных двоичных цифр.

Conmutador electrónico automático. La memoria describe un conmutador electrónico que, activado por un solo impulso, selecciona sucesivamente un número determinado de canales. La duración del paso puede ser una sola para todos los canales o adquirir valores distintos según el canal; una o más posiciones se pueden conservar durante un tiempo indefinido determinado por mando exterior.

Este circuito encuentra aplicaciones muy diversas en la determinación de un programa; eventualmente trabaja como contador y como generador de impulsos.

Por motivos de comodidad, es conveniente limitar a diez el número de canales conmutados, pero generalizando el sistema, este número se puede ampliar mucho más.

La memoria describe aplicaciones a un aparato de transferencia del contenido de escalas decimales a una máquina de imprimir por el método serie-secuencial, y a un convertidor binario-decimal que actúa por adición de los pesos de las diversas cifras binarias.

Introduction

Le présent circuit de commutation, primitivement conçu pour la réalisation d'un convertisseur binaire-décimal, s'est révélé très utile pour la réalisation de certains automatismes.

Sous sa forme la plus simple, il permet, à partir d'une seule impulsion brève, de commuter séquentiellement un nombre déterminé de circuits à un rythme unique; de nombreuses variantes permettent toutefois son application pour des besoins plus compliqués.

Quoiqu'il soit capable d'accomplir simultanément plusieurs fonctions, qui autrement devraient être assumées par plusieurs circuits, sa simplicité relative est un gage de sécurité de fonctionnement.

I. Exposé du fonctionnement

Un commutateur électronique à n positions ($n > 2$) comporte une boucle de réaction qui permet d'appliquer à son circuit de commande, après un retard T , des impulsions brèves engendrées au cours de $n - 1$ commutations parmi les n commutations possibles; le circuit est en outre susceptible de recevoir des impulsions brèves de provenance extérieure, que nous appellerons «ordres» de commutation (fig. 1).

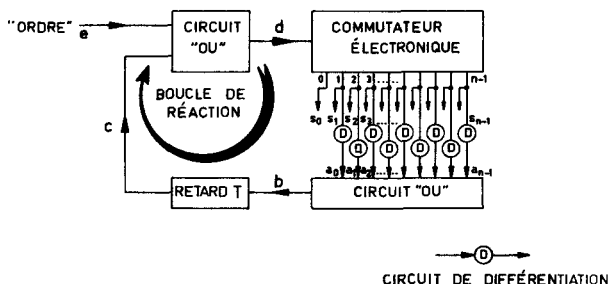


Figure 1
Schéma de base.

Si l'on suppose que le commutateur est en cours de fonctionnement, le passage d'une position quelconque k à la suivante ($k + 1$) procure une impulsion a_{k+1} , qui passe en b , apparaît en c avec un retard T et provoque la commutation de la position $k + 1$ à $k + 2$. Le processus se reproduit identiquement, jusqu'à ce que l'impulsion a_{n-1} apparaisse en c et provoque la commutation sur la position «0». Cette position ne

faisant pas partie de la boucle de réaction, le commutateur peut alors la conserver indéfiniment; il la quitte seulement à la suite de l'application d'une impulsion d'ordre, auquel cas le cycle complet se reproduit.

La figure 2 indique schématiquement les formes de signaux dans le cas où $n = 10$.

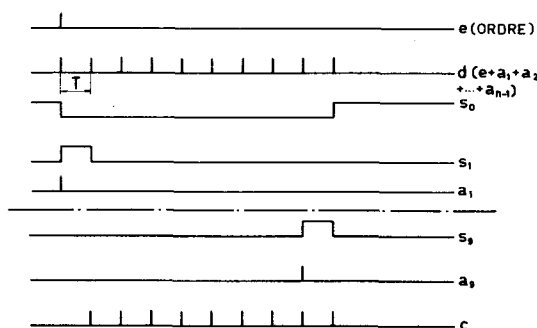


Figure 2

Formes de signaux pour $n = 10$ (les sorties du commutateur sont caractérisées par une tension positive).

Il est évident que l'organe provoquant le retard peut être placé sur la connexion d au lieu de l'être entre b et c , ce qui a simplement pour effet de décaler la première commutation d'un intervalle de temps T (voir fig. 4).

II. Propriétés du circuit

Le circuit précédemment décrit possède les propriétés suivantes:

1° C'est en quelque sorte un monovibrateur généralisé. Partant d'un circuit à n états stables, on aboutit en effet, à un circuit à un état stable et $n - 1$ états quasi stables. Le même résultat pourrait être obtenu d'une manière beaucoup moins avantageuse en couplant $n - 1$ monovibrateurs en série.

2° On peut encore considérer que ce circuit constitue un autocommutateur, en ce sens qu'un seul signal suffit à déclencher toute une séquence de commutations.

3° En outre, il peut être utilisé pour obtenir un train de signaux comportant n ou $n - 1$ impulsions, selon que l'on prélève ces impulsions en c ou en d . Cette fonction, à elle seule, peut en justifier l'emploi en raison de la grande sécurité de fonctionnement et de la simplicité qu'il offre. On utilise en effet habituellement un générateur d'impulsions périodiques déclenché, que l'on arrête soit au moment où le nombre d'impulsions désiré est obtenu, soit à l'aide d'un dispositif à relaxation déterminant un intervalle de temps convenable. Si l'on veut obtenir la même sécurité de fonctionnement qu'avec le circuit de la figure 1, on doit choisir la première solution, ce qui conduit à mettre en jeu les circuits suivants: un oscillateur déclenché, un circuit-porte, un bistable de commande et un compteur d'impulsions.

On remarquera dans le schéma de la figure 1 l'absence de circuit de remise à zéro du commutateur, la position de repos étant automatiquement atteinte en fin de cycle.

Les sorties S_0 à S_{n-1} , peuvent être utilisées à des fins diverses.

III. Réalisation du circuit

Le commutateur électronique est d'un type quelconque: commutateur en anneau, tube compteur décimal ou duodécimal à sorties multiples (ex. dékatron), tube commutateur spécialement conçu pour cette fonction (ex. trochotron). Pour des raisons de simplicité, nous donnerons la préférence aux tubes commutateurs, quoiqu'ils restreignent le choix du nombre de positions; nous nous placerons dorénavant dans le cas de tubes décimaux.

L'organe de retard peut être d'un type également quelconque; l'emploi des lignes à retard est limité pratiquement au domaine inférieur à $10 \mu s$. La plupart du temps, on utilise un monovibrateur suivi d'un circuit différentiateur. Dans ce cas, on remarque qu'entre le retour à l'état de repos et le déclenchement de ce monovibrateur, l'intervalle de temps, principalement déterminé par le temps de commutation, peut être insuffisant; il est alors nécessaire de coupler deux monovibrateurs en série, chacun ayant pour rôle de déterminer la moitié du retard.

Les circuits de différentiation et de mélange (circuits «OU») sont tout à fait classiques. On peut obtenir un dispositif plus économique en transformant selon la figure 3a les circuits de sortie du commutateur représenté par la figure 1.

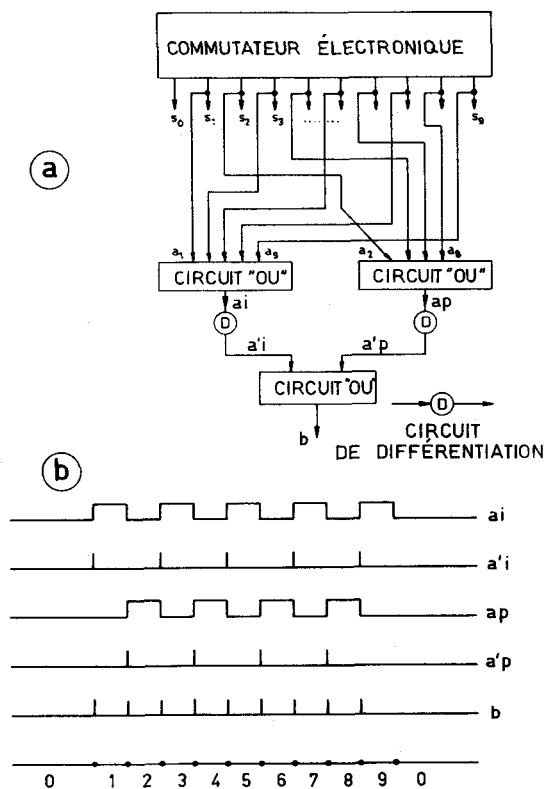


Figure 3
Différentiation et mélange des signaux.

IV. Variantes du schéma de base

De nombreuses variantes du schéma primitif peuvent être imaginées qui, utilisées conjointement, peuvent offrir des combinaisons en nombre presque illimité.

a) RÉALISATION D'UNE SÉQUENCE COMPLEXE

Si les durées d'arrêt doivent être variables selon les positions, mais ont toutefois des valeurs communes, il est possible, partant du schéma de la figure 1, d'utiliser plusieurs circuits «OU» et plusieurs retards, et de réaliser les connexions convenables pour obtenir la séquence désirée.

b) COMMUTATION SUR UN NOMBRE DE POSITIONS INFÉRIEUR AU NOMBRE PRÉVU SUR LE COMMULATEUR

Il est toujours possible d'utiliser un nombre restreint de sorties. Toutefois, afin d'éviter une perte de temps, on peut accélérer le passage sur les positions inutilisées en appliquant la méthode indiquée en 1.

Le problème se simplifie si le nombre de positions à commuter est un sous-multiple du nombre de positions du commutateur. Pour obtenir 5 positions utiles à l'aide d'un tube commutateur qui en comporte 10, il suffira de relier ensemble les positions 0 et 5, 1 et 6, ..., 4 et 9. Un tube duodécimal offre des possibilités encore plus larges.

c) COMMUTATION SUR UN NOMBRE DE POSITIONS SUPÉRIEUR A CELUI PRÉVU SUR LE COMMULATEUR

En se plaçant toujours dans le cas de commutateurs décimaux, il est possible d'en utiliser plusieurs en série, à condition de ménager sur chacun d'eux une position supplémentaire de repos. On peut ainsi commuter sur 18 ou 27 positions différentes. Au-delà, il est préférable d'utiliser la méthode décrite ci-dessous.

A l'aide d'une matrice de 10×10 coïncidences, il suffit de deux commutateurs pour obtenir 100 positions. La commutation décrite dans le premier paragraphe se généralise selon la figure 4. On voit que le retard introduit dans la boucle du second commutateur est déterminé par le cycle de fonctionnement complet du premier.

Cette généralisation s'étend à un nombre quelconque de commutateurs.

d) CRÉATION D'UN OU DE PLUSIEURS ÉTATS STABLES

Il est naturellement possible de remplacer un ou plusieurs des états quasi stables par un ou plusieurs états stables supplémentaires, en supprimant les entrées correspondantes du circuit OU placé dans la chaîne de réaction. La séquence est ainsi rompue; elle n'est reprise que sur l'intervention d'une impulsion extérieure.

e) INTERVENTION AU COURS DU CYCLE

Il peut être désirable, dans certains cas, de prolonger la durée sur une position déterminée. Le commutateur sert par exemple de chercheur; dans ce cas, il est successivement connecté à différents circuits et, sur réponse favorable d'un de ces circuits, une opération assez longue peut devoir être déclenchée. Il faut donc allonger le temps d'arrêt sur cette position en agissant sur le retard T ; une telle opération est particulièrement aisée si T est déterminé par un monovibrateur.

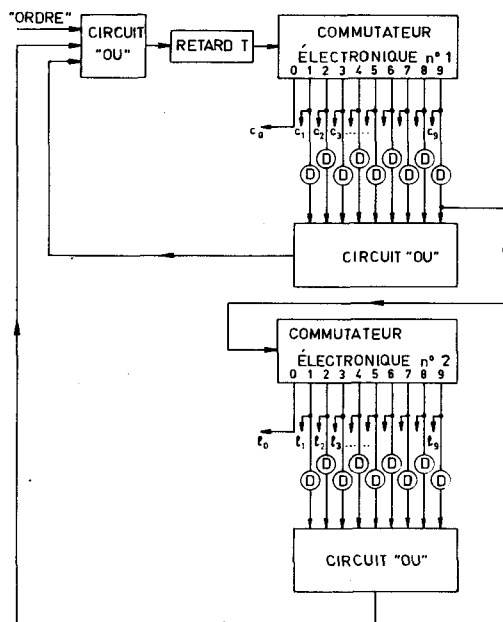


Figure 4
Commutation sur cent voies.
 C_0 à C_9 vers les colonnes de la matrice
 I_0 à I_9 vers les lignes de la matrice

f) INTERCOUPLAGE DES CIRCUITS DE RÉACTION DE PLUSIEURS COMMUTEURS

Le couplage réciproque de plusieurs circuits commutateurs par leurs circuits de réaction augmente les possibilités du montage, permettant des séquences plus compliquées nécessaires pour réaliser certains processus automatiques.

V. Exemples d'applications

Le présent circuit et la plupart des variantes ont trouvé des applications intéressantes pour la réalisation de deux appareils: un convertisseur binaire-décimal et un appareil de transfert sur machine imprimante des contenus de compteurs d'impulsions.

a) CONVERTISSEUR BINAIRE-DÉCIMAL (fig. 5)

Le principe général est le suivant: le nombre sous forme binaire, préalablement stocké dans un registre, est transféré dans un compteur décimal, qui reçoit successivement en parallèle les poids des différents chiffres binaires égaux à «1».

Le commutateur n° 1 possède un circuit de réaction interne non figuré et explore les colonnes de plusieurs matrices de coïncidences, après réception d'une impulsion d'ordre.

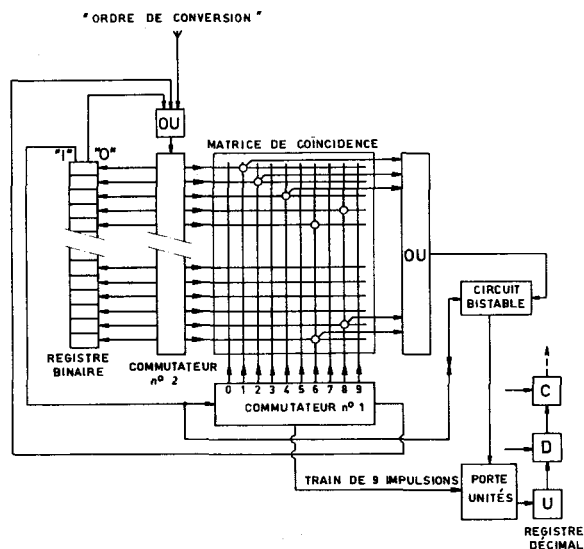


Figure 5

Schéma fonctionnel partiel du convertisseur binaire-décimal.

Le commutateur n° 2, comportant dix-sept positions utiles (§ IV. c), commute les lignes des mêmes matrices de coïncidences et sert à l'interrogation séquentielle du registre binaire. Il reçoit sa première impulsion d'avancement ou «ordre de conversion» de l'extérieur. Les impulsions suivantes proviennent de deux origines différentes selon le résultat de l'interrogation de chaque élément du registre :

1° Si le résultat est un «0», l'impulsion de commutation est fournie par l'élément du registre lui-même, avec un faible retard et l'élément suivant est interrogé dans un délai très bref ;

2° Si le résultat est un «1», le commutateur n° 1 est excité, et délivre la prochaine impulsion de commutation à la fin de son cycle.

Les différents couplages entre les commutateurs n° 1 et n° 2 font donc appel aux variantes indiquées aux § IV. c) (fig. 4) et IV. e).

Sur la figure 5, seule est représentée la matrice de coïncidences correspondant au chiffre des unités. Au cours de son cycle, le commutateur n° 1 excite le circuit de coïncidence qu'il rencontre sur la ligne correspondant à l'élément du registre binaire qui vient d'être interrogé. L'impulsion résultant de la coïncidence ferme la porte «unités», en sorte que la première décade du compteur décimal reçoive le nombre voulu d'impulsions (1, 2, 4, 6 ou 8 dans le cas de la figure). Pour les autres chiffres décimaux, lorsqu'aucune impulsion ne doit être appliquée aux décades, les portes correspondantes ne sont pas ouvertes grâce à un circuit d'interdiction placé en X.

b) APPAREIL DE TRANSFERT SUR MACHINE IMPRIMANTE DES CONTENUS DE COMPTEURS D'IMPULSIONS

La machine imprimante est une petite machine à calculer ou une machine à écrire munie d'électroaimants. La méthode de transfert est du type «série séquentiel». Chacune

des décades de l'ensemble des compteurs est interrogée successivement par l'application de dix impulsions à son entrée; l'apparition de l'impulsion de retenue permet de déterminer le chiffre à imprimer.

L'ensemble des décades appartenant à tous les compteurs est considéré comme une matrice. Les trains de dix impulsions sont appliqués selon les colonnes de décades, et les retenues sont collectées suivant les lignes (correspondant aux compteurs) de telle façon que le contenu d'une seule décade soit transféré à un instant donné.

L'appareil de transfert est composé de trois étages de commutation couplés comme indiqué en figure 4, de sorte qu'à partir d'une seule impulsion brève l'ensemble des opérations se déroule automatiquement. Le rôle et la constitution de ces trois étages sont les suivants.

1° Le premier commutateur, ou «sélecteur de touches», reçoit ses impulsions d'ordre de l'extérieur sous forme d'«ordre général de transfert», ainsi que des deux autres étages de commutation. Ses sorties attaquent les solénoïdes des électroaimants et sa période d'avancement normale est égale à 0,5 ms, de façon que les électroaimants reçoivent une excitation nettement insuffisante pour la pose d'un chiffre. Ce commutateur engendre également les trains de dix impulsions destinés à l'interrogation des décades.

Lorsqu'une impulsion correspondant à l'apparition d'une retenue intervient, un monovibrateur détermine un retard à la commutation de 35 ms permettant l'excitation correcte d'un électroaimant (§ IV. e). La décade retourne ensuite à son compte primitif par la poursuite du cycle du commutateur, ce qui complète le train de dix impulsions provisoirement interrompu. En fin de cycle une impulsion est appliquée au second étage de commutation.

2° Le second étage de commutation, ou «sélecteur de décades» a pour rôle de diriger les trains de dix impulsions sur les colonnes de décades. Après chacune des commutations, moins une, il entraîne un nouveau cycle du sélecteur de touche. A la fin de son cycle, il provoque l'excitation de la touche «+» dans le cas d'une machine à calculer, et il commande avec un retard convenable l'avancement du troisième étage de commutation.

3° Le troisième étage de commutation, ou «sélecteur de compteurs», comporte dix-huit positions (§ IV. c). Il permet, grâce à des circuits de coïncidence, d'admettre vers les circuits du premier étage de commutation, les impulsions de retenues relatives à un seul compteur. A chacune de ses commutations, moins une, il réarme le premier commutateur, ce qui entraîne un cycle complet d'impression d'un compteur. En fin de cycle, il détermine le déclenchement de certaines opérations: remise à zéro éventuelle des compteurs, remise en marche, excitation éventuelle de la touche «Total» sur une machine à calculer, etc.

Cet appareil, capable de transférer les contenus de dix-huit compteurs avec leurs adresses, est pourvu de circuits permettant une mise en cascade d'un second ou d'un troisième appareil du même type, dans le cas où sa capacité est insuffisante.

Le programme peut être facilement changé par la modification de quelques connexions internes, de façon à adapter l'appareil au genre de machine à utiliser, au nombre de compteurs et aux dispositions adoptées pour l'impression (affichage de l'adresse, de l'heure, etc.).

SÉLECTEURS MULTIDIMENSIONNELS A MÉMOIRE MAGNÉTIQUE

J. M. TISSIER

SOCIÉTÉ INTERTECHNIQUE, DIVISION NUCLÉAIRE, BOULOGNE
FRANCE

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

Multi-dimensional selectors with magnetic memory. The Société Intertechnique, in collaboration with the Commissariat à l'énergie atomique, has studied different standard memory units having 1024 and 4096 channels.

These information storage units can be included as a memory element in a measurement chain or, with certain accessories, can serve as complete multi-dimensional selectors.

The 1024-channel unit, which was designed more especially for the read-back of information stored on a multi-track magnetic tape, has been generally enlarged and expanded into a 4096-channel selector. This type of memory unit, coupled to a 128 or 256 channel digital analogue converter for example, becomes a selector with 32×128 or 16×256 channels which can be used to study the spectrum of a nuclear reaction involving 16 or 32 parameters.

These instruments have been specially designed to embody the following features: easy maintenance (printed panels mounted on movable chassis), size and shape resembling those of an oscillograph, versatility (numerous accessories and various modes of operation).

Sélecteurs multidimensionnels à mémoire magnétique. En collaboration avec le Commissariat à l'énergie atomique, la Société Intertechnique a étudié des ensembles standard de mémoire à 1024 et 4096 canaux.

Ces ensembles de stockage d'informations peuvent être insérés dans une chaîne de mesure comme élément de mémoire ou peuvent constituer, moyennant certains accessoires, des sélecteurs complets multidimensionnels.

L'ensemble à 1024 canaux, conçu plus spécialement pour relire les informations stockées sur une bande magnétique multipistes, a été généralisé et étendu, donnant naissance à un sélecteur 4096 canaux. Un tel ensemble de mémoire, couplé à un convertisseur analogique digital à 128 ou 256 canaux, par exemple, constitue un sélecteur de 32×128 ou 16×256 canaux. Il permet alors l'étude du spectre d'une réaction nucléaire conditionné par 16 ou 32 paramètres.

Ces appareils ont été spécialement conçus pour être d'un entretien facile (plaquettes imprimées montées sur châssis mobile), d'un format comparable à celui d'un oscillographe, et d'une utilisation largement diversifiée (accessoires nombreux et pluralité des modes d'attaque).

Многоразмерные селекторы с магнитным запоминающим устройством. Общество „Интертехник“ в сотрудничестве с Комиссариатом по ядерной энергии сконструировало стандартные запоминающие устройства с 1024 и 4096 каналами.

Эти устройства по хранению информации могут включаться в измерительную цепь в качестве элемента запоминающего устройства или же могут при помощи некоторых вспомогательных приборов функционировать в качестве самостоятельных многоразмерных селекторов.

Устройство с 1024 каналами, разработанное специально с целью воспроизведения и перенесения хранимой информации на многодорожную магнитную ленту, было разработано еще дальше и превращено в селектор с 4096 каналами. Такое запоминающее устройство, сопряженное с преобразователем непрерывных моделирующих параметров в цифровые, например с 128 или 256 каналами, образует селектор в 32×128 или 16×256 каналов. В таком случае это устройство делает возможным изучение спектра ядерной реакции с участием 16 или 32 параметров.

Эти приборы были специально разработаны с целью обеспечения легкости ухода за ними (печатные пластинки, прикрепляемые к подвижным рамкам), получения размера

сравнимого с размерами осциллографа, достижения чрезвычайно многочисленных возможностей использования (многочисленные вспомогательные приборы и многочисленность способов развертки).

Selectores multidimensionales de memoria magnética. La Société Intertechnique ha estudiado, en colaboración con el Commissariat à l'énergie atomique de Francia, conjuntos corrientes de memoria de 1024 y 4096 canales.

Estos conjuntos para el almacenamiento de informaciones pueden incorporarse en una cadena de medición como elementos de memoria o bien, mediante ciertos accesorios, pueden constituir selectores multidimensionales completos.

El conjunto de 1024 canales, concebido especialmente para leer las informaciones almacenadas en una cinta magnética de muchas pistas, ha sido generalizado y ampliado, dando origen a un selector de 4096 canales. Si se acopla un conjunto de memoria de este tipo a un convertidor de analógico a numérico de, por ejemplo, 128 ó 256 canales, se obtiene un selector de 32×128 ó de 16×256 canales que permite estudiar el espectro de una reacción nuclear condicionada por 16 ó 32 parámetros.

Los aparatos han sido concebidos especialmente para ser fáciles de mantener (plaquetas impresas montadas sobre chasis móvil), de un tamaño comparable al de un oscilógrafo, y utilizables de maneras muy diversas (numerosos accesorios y múltiples posibilidades de conexión).

Généralités

INSTRUMENTATION NOUVELLE

Devant l'importance grandissante qu'a prise ces dernières années la physique nucléaire, et devant les besoins toujours plus grands des physiciens, il s'est révélé nécessaire de penser un nouvel appareillage de spectrométrie aux utilisations diverses. Cette nouvelle instrumentation, connue sous des vocables divers tels que: analyseurs XY, analyseurs 3D, etc., a donné lieu à divers projets et réalisations, au Royaume-Uni [1] et aux Etats-Unis [2] [3].

L'an dernier, le Commissariat à l'énergie atomique nous demanda de présenter le projet d'un appareil devant permettre de conserver dans la mémoire de son calculateur les histogrammes de plusieurs études spectrales, corrélées entre elles ou non.

La réalisation d'un appareil de cette sorte posait deux problèmes fondamentaux: un bloc d'analyse d'une utilisation variée et souple, et un ensemble de mémoire de grande capacité. Ce dernier ensemble devait pouvoir également servir comme unité de stockage dans une chaîne de mesure multidimensionnelle standardisée telle que l'avait exposée M. PAGÈS [4] lors du dernier Congrès d'électronique nucléaire à Paris en 1959. Cette condition supplémentaire permettait donc d'entrevoir clairement les diverses conditions d'utilisation que notre appareil devait remplir et que nous allons maintenant étudier.

CONDITIONS D'UTILISATION

L'appareil que nous devons réaliser devait pouvoir être utilisé soit comme un sélecteur multidimensionnel indépendant complet, soit comme élément de stockage d'informations après avoir déconnecté son bloc d'analyse.

La première de ces conditions conduisait à envisager un sélecteur de $m \times n$ canaux, n étant le nombre de canaux affectés à une spectrométrie donnée et m le nombre de paramètres possibles. Le nombre n étant habituellement de 128 ou 256, voire 512 canaux,

la capacité totale de l'ensemble mémoire devait être au minimum de 2×512 , soit 1024 canaux. Cette capacité conduisait aux possibilités de sous-groupage suivantes:

$$2 \times 512$$

$$4 \times 256$$

$$8 \times 128.$$

Le choix du code binaire n'était pas fait au hasard: il était imposé par l'utilisation de l'ensemble en lecteur d'informations stockées sur bande magnétique, et devait être conforme au code choisi par ailleurs pour ces études de stockage sur bande magnétique.

Des ensembles de mémoire à 1024 canaux ne posaient pas de problèmes particuliers, ceux-ci étant connus et ayant fait l'objet de diverses réalisations depuis le premier projet de MM. Mac Mahon et Schumann au centre d'Argonne. Le sous-groupage seul était à entrevoir.

En première étape, le C.E.A. nous demanda de réaliser un bloc de mémoire à 1024 canaux avec les possibilités de sous-groupage données ci-dessus et un mode d'accès pouvant être parallèle, série ou série parallèle.

En deuxième étape, cependant, le Service de physique nucléaire des moyennes énergies nous demanda un sélecteur complet pouvant étudier des spectrométries à 128 canaux conditionnés par 32 paramètres. Un tel appareil nous conduisait donc à étudier un bloc de mémoire d'une capacité totale de 32×128 , soit 4096 canaux. Les réalisations dans ce domaine étaient beaucoup moins connues en Europe.

Par ailleurs, l'orientation de l'instrumentation nucléaire se faisant vers les circuits à transistors, c'est un ensemble entièrement transistorisé qui nous était demandé.

Cet ensemble devait comporter: un bloc analyse comprenant convertisseur et circuits d'aiguillage, un bloc mémoire 4096 canaux, et un ensemble de sortie et d'inscription des résultats: organes périphériques.

Le bloc mémoire étant d'un usage plus général pour l'ensemble des physiciens du C.E.A., nous le décrirons tout d'abord, laissant le bloc analyse pour la deuxième partie de cet exposé.

Le bloc mémoire 4096 canaux

La constitution générale d'un tel bloc devait comprendre (fig. 1):

- a) Un registre d'entrée ou registre d'adresse acceptant des informations en code binaire;
- b) Un ensemble de mémoire 4096 points, avec ses circuits de commande;
- c) Un registre de sortie ou registre arithmétique;
- d) Des organes de sortie des informations sous forme analogique et digitale.

REGISTRE D'ENTRÉE

Spécifications demandées

La capacité de ce registre devant être de 4096, soit 2^{12} adresses codées en binaire, il devait comporter 12 étages, l'accès en série ou série parallèle devant être possible. La vitesse de comptage d'un tel registre devait être au minimum égale à celle des convertisseurs analogiques digitaux les plus courants en physique nucléaire, c'est-à-dire convertissant à $0,5 \mu s$ par canal, soit une fréquence de 2 MHz.

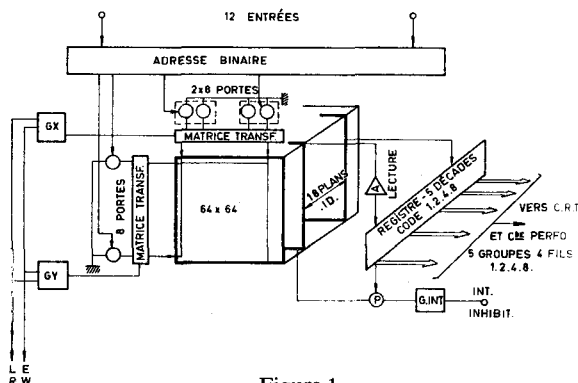


Figure 1
Bloc-diagramme (stockage).

L'utilisation en sélecteur d'amplitude XY pour des spectrométries γ corrélées entraînait un accès sériel des étages du registre et ceci en divers points, ce qui conduisait à réaliser des étages capables de compter à 2 MHz.

Enfin, l'attaque parallèle par des signaux codés binaires provenant de la lecture d'informations stockées sur bande magnétique, imposait des caractéristiques particulières aux circuits d'entrée des étages d'adresse quant au rapport signal utile/signal parasite. Le C.E.A. nous demanda de déclencher avec un niveau de $7\text{ V} \pm 25\%$ avec protection vis-à-vis des signaux parasites de 1 V.

Réalisation

Si l'on remarque que dans une chaîne de comptage c'est la deuxième impulsion qui fait basculer l'étage suivant, on peut très bien concevoir de connecter en permanence l'échelle d'adresse en compteur tout en se réservant la possibilité de commander chaque étage en parallèle.

Dès lors le registre d'adresse est un compteur sériel. On détermine le nombre d'étages sériel en court-circuitant la sortie du dernier étage binaire, précédant le premier étage que l'on veut commander en parallèle ou le deuxième groupe à commander en série. Ainsi, pour chaque étage de ce registre, peut-on distinguer une entrée dite «parallèle» et une entrée dite «série». Les bascules de l'adresse sont construites avec des OC 170, les diodes sont des 19 P1 de la Compagnie française Thomson-Houston, et les portes de séparation sont des OC 140.

CIRCUITS POUR UNE MÉMOIRE 4096 POINTS

Solutions diverses de sélection des adresses

La première solution classique venant à l'idée était celle d'un décodage 64×64 et d'une commande par deux générateurs de courants X et Y. Toutefois cette solution entraînait l'utilisation de 2×64 portes d'aiguillage: 64 portes en X et 64 portes en Y (voir figure 1).

Une autre solution était de ne décoder que dix étages, soit 1024 configurations logiques en 32×32 , et d'aiguiller par les étages de poids 10 et 11 les courants de commande. Cette solution avait l'avantage de réduire le nombre de portes à 32 en n'augmentant que de 2 le nombre de générateurs de courant.

Toutefois, ces deux solutions ont un inconvénient important, à savoir que la capacité entre un fil X ou Y et la masse charge les générateurs de courant. Cette capacité est multipliée par le nombre de fils attaqués en parallèle par le générateur de courant, ce qui pour un nombre important de fils attaqués conduit à des effets d'intégration très importants sur le signal de courant. Même dans la deuxième solution, c'est la capacité des 4096 fils qui influe.

Pour éviter cet inconvénient, nous avons étudié une autre solution que nous allons décrire.

Solution choisie

Elle réduit le nombre de circuits interrupteurs à 2×24 portes, mais nécessite 2×64 transformateurs et 2×128 diodes.

C'est une solution dérivée des circuits de mémoire décrits par SCHUMANN et MAC MAHON [5]. Le principe de sélection se rapproche d'ailleurs de celui décrit par nous-même au sujet d'une étude de sélecteur de temps de vol 1000 canaux à mémoire magnétique. Le schéma du système de sélection est donné sur la figure 2.

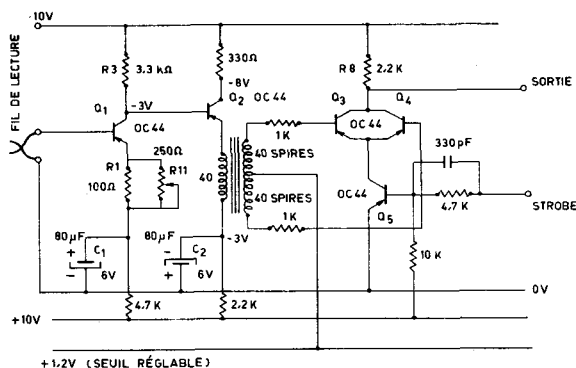


Figure 2
Amplificateurs de lecture.

Description du système. Un transformateur possède huit secondaires commandés par les courants lecture et écriture et refermés à la masse à travers huit portes P_x . Ces secondaires attaquent des ensembles de huit circuits constitués par un transformateur en série avec une diode D_1 , elle-même connectée à un fil commun A (colonne) relié à la masse à travers une porte P_L . Une diode D_2 connectée au transformateur au même point que D_1 est reliée à un deuxième fil B, refermé lui aussi à la masse à travers la porte P_E . Les portes P_L et P_E sont commandées ensemble par une des sorties de la matrice de décodage de l'adresse.

De cette façon le courant de commande ne passe que dans le transformateur T, qui est à l'intersection d'une ligne sélectionnée et de deux colonnes refermées à la masse (tracé en trait fort sur le schéma).

On peut aussi distinguer:

- a) Un groupe de huit portes commandées par une des huit configurations logiques fournies par le décodage des trois variables binaires de plus faible poids.
- b) Un groupe de seize portes réunies en huit groupes de deux, chaque groupe de deux étant commandé par une des huit configurations logiques des trois autres variables binaires de poids plus élevé.

Le *décodage* nécessaire à la commande d'un groupe de 64 fils est donné par deux matrices à diodes décodant chacune trois étages binaires d'adresse.

Après plusieurs essais, on a choisi le *tore* 6D5, qui a l'avantage de permettre de réaliser des blocs mémoires très compacts ($120 \times 120 \times 120$). Il a les caractéristiques suivantes:

Diamètre extérieur: 1,27 mm.
Diamètre intérieur: 0,80 mm.
Hauteur: 0,38 mm.

Courant nominal de commande:

à 25°C, 550 mA,
à 40°C, 510 mA.

Valeurs garanties à 40°C:

$rV_1 \geq 45 \text{ mV}$ $0,55 < t_m < 0,7$
 $dV_2 \leq 12 \text{ mV}$ $t_b \leq 1,35.$

On voit qu'il nécessite un courant plus faible mais fournit un signal de lecture également plus faible que les tores 6B1 habituellement utilisés.

On devra donc concevoir des amplificateurs de lecture à gain assez élevé. Le système de sélection décrit ici a donné des résultats satisfaisants et s'adapte très bien à des mémoires de capacité inférieure (2048 adresses).

Corrections en température. Un circuit de correction en température a été mis au point et permet le contrôle des courants de commande; ces derniers décroissent au fur et à mesure de la croissance de la température. Le circuit est le suivant: un amplificateur différentiel permet de comparer en permanence à une tension de référence la tension aux bornes d'une thermistance dépendant directement de la tension d'alimentation du générateur de courant. Lorsque la température croît, la thermistance diminue de valeur et la tension prélevée à ses bornes varie, provoquant le déséquilibre de l'amplificateur et par suite la variation de la tension d'alimentation. Cette compensation en température est efficace jusque vers 40°C.

Circuits de lecture

- a) Les impulsions produites par les tores étant de 45 mV à 40°C d'amplitude, il est nécessaire de les amplifier et mettre en forme pour pouvoir attaquer les bascules du registre.

- b) Les impulsions d'entrée pouvant être > 0 ou < 0 doivent être redressées.
- c) Enfin, la discrimination entre le signal «1» et le signal «parasite» doit pouvoir être faite grâce à un échantillonnage en temps et en amplitude (voir paragraphe «Circuit d'échantillonnage»).
- d) L'impédance d'entrée d'un tel amplificateur doit être élevée pour réduire les effets de self induction.

Le schéma d'un tel amplificateur est représenté sur la figure 3. Le premier étage constitue un amplificateur de tension linéaire de gain environ 40. Le gain théorique est déterminé par le rapport $R_3/(R_1 + R_e)$, avec R_e = résistance émetteur du transistor; il est réduit par l'impédance d'entrée de l'étage suivant et par les capacités parasites.

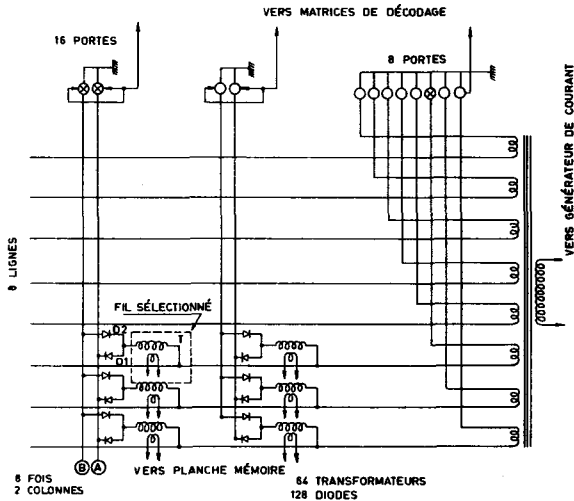


Figure 3
Sélection des courants.

L'impédance d'entrée est supérieure à $1\text{ k}\Omega$. Le deuxième étage, constitué par le transistor Q2 monté en émetteur asservi, sert de transformateur d'impédance. Le transformateur T_1 à point milieu permet d'avoir toujours une impulsion négative soit sur une branche soit sur l'autre. Une tension positive appliquée au point milieu polarise les bases de Q_3 et Q_4 et constitue un seuil de tension. Enfin, le transistor Q_5 constitue une porte en série avec les émetteurs de Q_3 et Q_4 et permet de sensibiliser le circuit de lecture avec un certain retard par rapport au début de l'impulsion.

Circuits d'interdiction

Les courants d'interdiction sont fournis aux vingt planches mémoire par des transistors de puissance commandés par le signal d'écriture. Ces commutateurs de puissance sont au nombre de quatre; ils commandent chacun cinq fils d'interdiction, qui se referment à la masse à travers cinq portes ouvertes par les états des bascules du registre de sortie (fig. 4).

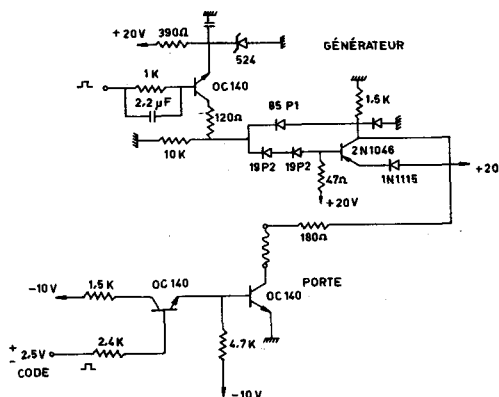


Figure 4
Interdictions (générateur et porte).

Circuit d'échantillonnage: *strobe*

Dans une mémoire de grande capacité, les signaux parasites peuvent être d'amplitude élevée. Toutefois, ces signaux se présentent toujours pendant un temps plus court que le signal de lecture «1». Une solution classique consiste à échantillonner pendant un certain temps, de façon à ne sensibiliser l'amplificateur de lecture que lorsque le signal parasite est terminé. Le signal d'échantillonnage doit s'établir si possible en correspondance étroite avec le signal de lecture («sensing signal»). Dans ce but, nous avons choisi de le créer par le basculement rapide d'un tore identique à ceux de la mémoire, utilisé en transformateur d'impulsion; le signal fourni par ce tore est légèrement retardé, puis appliqué à l'amplificateur de lecture.

REGISTRE DE SORTIE

Pour des raisons de standardisation, le Commissariat à l'énergie atomique nous a demandé de réaliser un registre binaire codé décimal et non binaire pur. Cette solution nous a entraîné à concevoir un registre de 5×4 bascules pour réaliser une capacité de 100000.

De la même façon, le bloc mémoire est alors constitué par un empilement de vingt planches au lieu de dix-sept dans le cas d'un registre binaire qui réaliserait une capacité de 131072.

L'avantage du code binaire décimal était surtout la simplicité du décodage en vue de l'attaque de l'imprimeur par des signaux décimaux. Nous avons également conçu ce registre en compteur décompteur au moyen de circuits logiques d'aiguillage des états de chaque bascule.

Enfin, l'attaque parallèle du registre a été prévue pour que l'on puisse incorporer à volonté dans la mémoire une nouvelle information à une adresse donnée.

ORGANES DE SORTIE

Ils doivent être de trois sortes:

- a) Analogiques avec présentation des résultats sur oscilloscope;
- b) Analogiques avec présentation des résultats sur enregistreur;
- c) Numériques avec codage en vue du traitement ultérieur des informations par un ordinateur.

Oscilloscope

Selon la demande du Commissariat à l'énergie atomique, cet oscilloscope devait présenter les oscillogrammes sur quatre traces maximum comprenant chacune 1024 canaux, soit huit groupes de 128 canaux.

Les traces devaient être décalables et superposables. Une loupe devait permettre d'étaler la trace de 1024 points, de façon qu'il en apparaisse 128 sur la largeur du tube et 1024 par défilement continu.

Cette solution, quoique ne donnant pas une représentation spatiale des spectres, a l'avantage de donner une présentation claire et utilisable, car la comparaison entre les groupes de 128 canaux est largement rendue possible grâce aux divers décalages des traces. Un choix de la surbrillance d'une trace parmi les quatre améliore encore la comparaison des différents spectres. Au point de vue circuit, aucune difficulté spéciale n'a été rencontrée; toutes ces commandes de traces étaient obtenues grâce à des circuits décodeurs digitaux-analogiques à diodes, et des potentiomètres.

Enregistreur

La commande de l'enregistreur est prise directement à la sortie du circuit de décodage digital analogique du registre.

Une sortie XY a été également prévue.

Les vitesses d'exploration pour l'enregistrement sont 1, 5 et 50 Hz, avec possibilité de synchroniser en extérieur jusqu'à 1000 Hz. Cette dernière solution sert à réserver le fonctionnement avec des enregistreurs rapides.

Numérique

La sortie numérique pouvait se faire soit sur bande magnétique soit sur bande perforée. Pour des raisons de prix de revient, de simplicité, d'archives et de facilité d'accès à un ordinateur, on a choisi la bande perforée. Le code de perforation est le CC.I.T. n° 2; toutefois, on peut changer le code à volonté en changeant une plaquette des circuits de commande. La perforatrice de bande est une perforatrice à 50 caractères par seconde. La commande électrique de la perforatrice est réalisée par des circuits extérieurs au bloc mémoire, placés directement vers la perforatrice dans un châssis séparé. La transcription en clair s'effectue après relecture de la bande perforée, soit sur un téléimprimeur soit sur une machine à additionner couplée à un lecteur de bande.

Toutefois, pour une utilisation spéciale, le Service de physique nucléaire des moyennes énergies du Centre d'études nucléaires de Saclay, a demandé de pouvoir relire rapidement cette bande perforée dans un petit bloc de 256 canaux qui permettrait le dépouillement par spectre de 128 canaux. La lecture s'effectuera dans ce cas avec un lecteur photo-électrique à 80 Hz.

Nous en avons terminé avec le bloc 4096 proprement dit. Il y aurait encore bien des choses à dire, sur la technologie des circuits notamment; nous signalerons seulement que les circuits sont imprimés et transistorisés.

Entrons maintenant dans le détail des circuits d'analyse qui constituent l'élément important de l'appareil que nous décrivons ici.

Bloc analyse

Les circuits d'analyse sont constitués par trois ensembles qui sont:

- a) Le convertisseur analogique digital;
- b) L'aiguilleur statistique;
- c) Le codeur de temps 1024 canaux.

Ces trois tiroirs ne sont d'ailleurs pas utilisés simultanément, seul l'aiguilleur et le convertisseur peuvent être couplés.

CONVERTISSEUR

C'est un convertisseur analogique-digital analogue à celui de Wilkinson, et repris par SCHUMANN [5] dans le sélecteur 256 canaux à tubes. Il est entièrement réalisé avec des transistors et présente les mêmes caractéristiques que les convertisseurs à tubes, c'est-à-dire:

- stabilité: 0,5%,
- temps mort: 0,5 μ s par canal,
- dérive: 1 canal sur 24 heures,
- linéarité: 0,5%.

Il est constitué par trois plaquettes de 15×30 , et l'amplificateur linéaire, entièrement à transistors également, est compris dans ces trois plaquettes.

AIGUILLAGE

Ce circuit, entièrement nouveau, va faire l'objet d'une étude détaillée car il constitue l'élément clé du fonctionnement en multidimensionnel.

Il assure l'exploration des 32 entrées de détection et code les informations fournies afin de la présenter sous forme binaire aux circuits de mémoire. Ce circuit peut fonctionner en statistique et en périodique. Il est tel que l'on ne peut analyser une impulsion sur la voie amplitude qu'en présence d'une impulsion et d'une seule sur l'une quelconque des voies d'aiguillage pendant un intervalle de temps $\pm 1 \mu$ s ou $\pm 2 \mu$ s.

Les impulsions d'aiguillage doivent être fournies au circuit sous forme d'impulsions (durée à la base, $0,5 \cdot 10^{-6}$ s; durée à mi-hauteur, $0,3 \cdot 10^{-6}$ s minimum; amplitude, $7 \text{ V} \pm 20\%$).

Impédance d'entrée: 10000 Ω . Les schémas annexes donnent la logique de fonctionnement de ce système d'aiguillage.

Afin de mieux comprendre le fonctionnement de l'aiguilleur, on se référera à l'organigramme reproduit sur les figures 5 et 6.

CODEUR DE TEMPS 1024 CANAUX

Cet accessoire a été prévu pour transformer en sélecteur de temps de vol un bloc mémoire, ou d'une façon plus générale pour permettre des manipulations mixtes temps de vol — amplitude comme c'est le cas dans les études de gamma de capture.

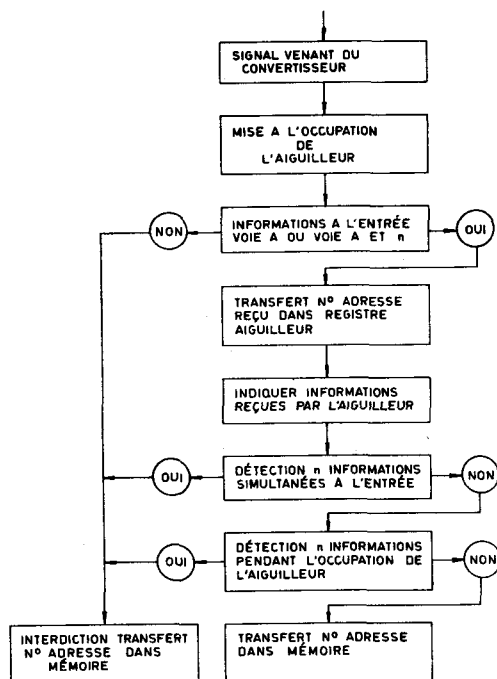


Figure 5
Organigramme des fonctions logiques de l'aiguilleur.

L'appareil est constitué par une horloge à 4 MHz et une échelle d'adresse chargée de coder en binaire les résultats qui sont transmis aux dix entrées du bloc. Les 1024 canaux sont à volonté répartis en quatre groupes de 256 ou deux groupes de 512.

Une échelle totale de mesure de 4096 canaux est disponible, et les déplacements des régions d'intérêt peuvent se faire par bonds de $64 T$, T étant la largeur de canal choisie.

Jusqu'à ce jour, nous avons fixé la plus faible largeur de canal à $1 \mu s$ et la plus grande à $32 \mu s$.

Cet appareil comprend onze plaquettes 15×30 et possède son alimentation indépendante. Nous envisageons pour les années à venir d'étendre la gamme de temps étudiée ainsi que l'échelle totale de mesure.

Conclusion

Nous avons surtout voulu présenter ici une solution française aux problèmes de la centralisation des résultats et des spectrométries multidimensionnelles.

Nous pensons que la conception d'un organe central de stockage autour duquel le physicien peut à volonté faire graviter une gamme étendue d'accessoires, peut être d'une grande utilité grâce aux usages nombreux qu'il peut en faire.

L'universalité de l'organe de stockage permet d'envisager l'utilisation de ce dernier dans tous les cas où une centralisation des résultats est nécessaire.

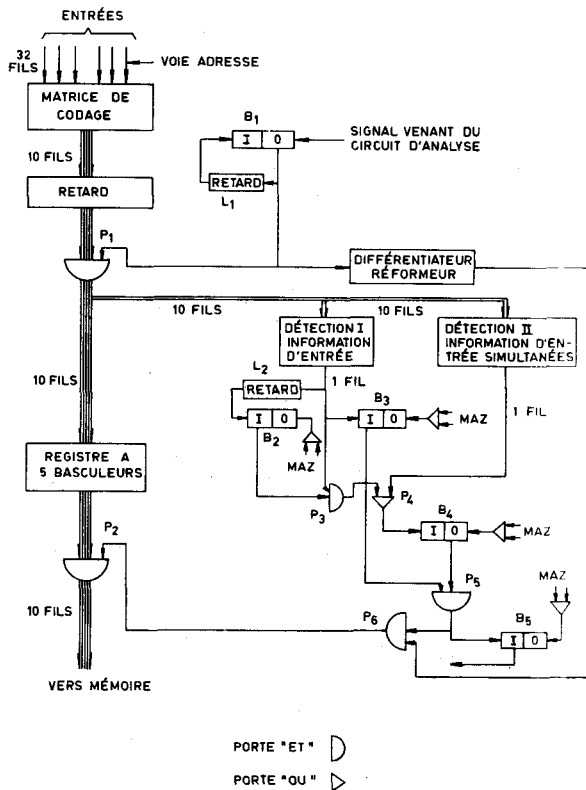


Figure 6

Schéma logique de l'aiguilleur.

Vu l'importance de l'automatisation dans les années qui vont venir, nous espérons que la solution présentée ici pourra venir contribuer modestement à l'édifice de la technique d'instrumentation nucléaire moderne.

REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier particulièrement Messieurs Fabre, Sicard, Pagès et Chaminade, du C.E.N. de Saclay, qui nous ont aidés de leur expérience et conseillés tout au long de notre travail.

RÉFÉRENCES

- [1] WELLS, F. H., *Nucl. Instrum.* **2** (1958) 165.
- [2] CHASE, R. L., *L'électronique nucléaire — Nuclear Electronics II*, AIEA, Vienne (1959), 233.
- [3] GRODZINS, L., *L'électronique nucléaire — Nuclear Electronics II*, AIEA, Vienne (1959), 241.
- [4] PAGÈS, A., *L'électronique nucléaire — Nuclear Electronics II*, AIEA, Vienne (1959), 283.
- [5] SCHUMANN, R. W. et MAC MAHON, J. P., *Rev. sci. Instrum.* **27** (1956) 675.

16-CHANNEL ANALYSER WITH HIGH TIME-RESOLUTION FOR MULTIPLE COINCIDENCE EXPERIMENTS

B. BRANDT AND U. CAPPELLER
UNIVERSITY OF MARBURG, MARBURG
FEDERAL REPUBLIC OF GERMANY

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

16-channel analyser with high time-resolution for multiple coincidence experiments. In usual slow-fast-coincidence experiments such events are counted which are selected in pulse-height by means of single-channel analysers. It is desirable to extend these techniques to a simultaneous energy-analysis of the pulses, selecting pulse-heights by means of multi-channel analysers. Multi-channel analysers used to perform such multiple coincidence experiments should give information about the amplitudes of arriving pulses at a well defined time-interval after the rising of the analysed pulse.

A 16-channel pulse-height analyser is described which permits the generation of a pulse-height signal 2.5×10^{-6} s after pulse-rising with an uncertainty of less than $\pm 2 \times 10^{-8}$ s. The resolving-time is less than 5×10^{-6} s, controlled by an inspector-circuit to avoid distortions arising from the pile-up of pulses.

The channel width is controlled by a window-amplifier, adjustable from 1 V to 7 V. The channel-height may be selected from 7 V to 103 V in steps of 0.5 V.

Sélecteur à 16 canaux à temps de résolution élevé pour expériences de coïncidences multiples. En général, dans les expériences de coïncidences lentes-rapides, on compte des événements traduits sous forme d'impulsions dont l'amplitude est sélectionnée à l'aide de sélecteurs à un seul canal. Il est souhaitable d'étendre cette technique à l'analyse simultanée de l'énergie des impulsions, en sélectionnant les amplitudes au moyen de sélecteurs à canaux multiples. Les sélecteurs multi-canaux utilisés pour ces expériences de coïncidences multiples devraient fournir une indication sur les amplitudes des impulsions d'entrée à un intervalle de temps bien défini, après la montée de l'impulsion analysée.

Les auteurs décrivent un sélecteur d'amplitude à 16 canaux, qui délivre un signal $2,5 \cdot 10^{-6}$ s après l'établissement de l'impulsion avec une erreur inférieure à $\pm 2 \cdot 10^{-8}$ s. Le temps de résolution, inférieur à $5 \cdot 10^{-6}$ s, est commandé par un circuit spécial pour éviter les dérangements qui résulteraient de l'empilement des impulsions.

La largeur du canal est commandée par un amplificateur à fenêtre, ajustable entre 1 V et 7 V. La hauteur du canal peut être réglée entre 7 V et 103 V, de 0,5 V en 0,5 V.

Использование шестнадцатиканального анализатора с большой разрешающей способностью по времени для опытов с многократными совпадениями. При обычных опытах с медленными и быстрыми совпадениями производится отсчет величин, которые выбираются по амплитуде импульсов при помощи одноканальных анализаторов. Представляется желательным распространить эти методы на одновременный анализ энергии импульсов, путем отбора импульсов по амплитуде при помощи многоканальных анализаторов. Многоканальные анализаторы, применяемые для производства такого рода опытов с многократными совпадениями, должны давать сведения относительно амплитуды поступающих импульсов (распределяя их по амплитудным каналам) в точно определенные промежутки времени после нарастания исследуемого импульса.

Описывается шестиканальный амплитудный анализатор импульсов, позволяющий производить сигналы амплитуды импульса через $2,5 \times 10^{-6}$ секунды после нарастания импульса с пределом погрешности менее, чем $\pm 2 \times 10^{-8}$ секунды. Время разрешения не превышает 5×10^{-6} секунд; во избежание искажения в результате накопления импульсов это время регулируется контрольным контуром.

amplifier WA. Each channel consists of a Schmitt voltage-discriminator D_n , a storage stage (modified monostable univibrator) S_n , and a gate circuit (modified Rossi unit) C_n . These 16 Rossi circuits represent a chain of anti-coincidence gates.

Besides the pulses 1 (subjected to amplitude analysis) the detector delivers an auxiliary pulse 10. This "look-in" pulse passes an inspector IN, which is similar to the one described by KELLEY [2], and appears at the inputs of the anti-coincidence chain 12. Only one of these gates will be opened by the circuitry involved in the pulse-height analysis of pulses 4. Thus the look-in pulse 12 reaches only the output of one single gate. The appearance of a pulse 7_n at the output of a gate C_n , however, represents the desired information about the analysed pulse-height.

This information is generated with a time-jitter corresponding to the jitter which arises in the production of the look-in pulse in the detector. The time jitter of the pulses 7_n was measured to about $\pm 2 \times 10^{-8}$ s. This small jitter favours the proper operation of the gate matrix: chance coincidences between the gate openings and output pulses from the fast-coincidence circuit (see Fig. 1) are reduced considerably.

The pulse diagram shown in Fig. 2 illustrates the circuit operations. As the different thresholds of the discriminators are reached at different times by an incident-pulse 4, it is necessary to store the information about the firing of the discriminators until the look-in pulse appears. After the look-in pulse has decreased to zero a second auxiliary pulse (the re-set pulse 13) brings all storage stages into quiescent conditions, thus providing a distinct time at which the assembly is able to analyse a new event.

The dead time of the arrangement is slightly less than 3.5×10^{-6} s. It may be shortened (controlled by the inspector circuit) if the rising time of the incident-pulses and internal pulse-delays will be reduced.

A significant feature of the analyser is the absence of a linear gate and of a linear-pulse stretcher. The functions of those circuits are taken over by the inspector and storage stages respectively. The inspector suppresses a registration of pulses distorted by pulse pile-up, and the storage stages serve as stretchers operating in the non-linear part of the analyser.

III. Circuit details

The energy proportional pulses 1 are generated with an amplitude of about 10 to 500 mV. They are double-shaped and brought up to max. 110 V by a conventional linear amplifier A. (The delay-line, shown in Fig. 2, is inserted at a max. 30-V level to minimize pulse distortions.) The subsequent window amplifier, WA, is similar to that described by BREITENBERGER [3] except for that of the second amplifier and the output stage. They are replaced by a totem-pole amplifier [4] and a white cathode follower [5] to deliver pulses 4 within a linear-range of more than 250 V, which corresponds to the thresholds of the discriminators ranging from -112.5 V to $+112.5$ V.

The channel-width seen from the input of the window amplifier can be set to 1, 2 or 3 V per channel. The middle of the channel may be adjusted in steps of 0.5 V within the full range of input pulses.

The subsequent 16 channel devices are built up identically to permit channel-interchanging (for instance in trouble shooting). The circuitry of the stages which forms one channel (with channel number n) is shown in Fig. 3. The discriminator (V_{n1} and V_{n2}) is of the usual type A, constant-current device (V_{n3}) which provides reliable operation on the circuit despite the wide range of bias-settings (at the grids of the V_{n2} of the different channels) and the large voltage-swing at the grids of the V_{n1} .

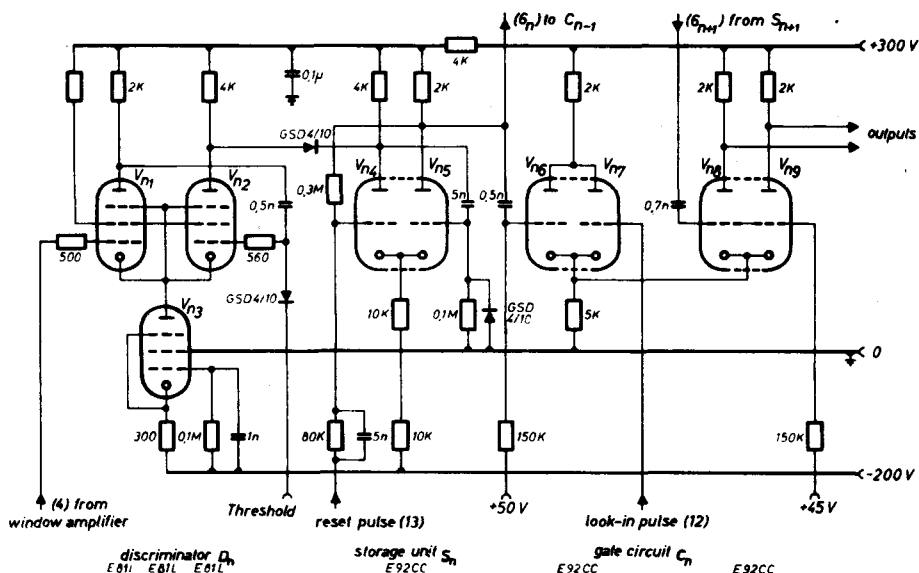


Fig. 3

Circuit diagram of one channel (channel number n)

The plates of the valves V_{n2} and V_{n4} are clamped by a diode so that the positive-going pulse 5 at the plate V_{n2} of a fired discriminator will rise the plate of valve V_{n4} , thus triggering the storage stage (modified univibrator V_{n4} and V_{n5}). The different states of the storage univibrators contain the temporarily stored pulse-height information. The output voltages drive the subsequent gate-circuits C_n (V_{n6} , V_{n7} , V_{n8} , V_{n9}), which are closed in their initial state. Each univibrator fired opens the gate that belongs to the same channel by a negative 25-V pulse, 6_n , at the grid of V_{n6} , while the same pulse re-closes the gate C_{n-1} of the next lower channel at the grid of $V_{(n-1)8}$ (as the clamp operation of $V_{(n-1)8}$ and $V_{(n-1)9}$ is disabled). Finally only one gate remains open, indicating that the channel is attached to the analysed pulse-height.

After that the delayed look-in pulse 12 passes this elected gate thus providing the desired information with respect to pulse-height and time-position.

REFERENCES

- [1] BELL, R. E., GRAHAM, R. L. and PETSCH, H. E., *Can. J. Phys.* **30** (1952) 35.
- [2] KELLEY, G. G., *Nucleonics* **10** (1952) 35.
- [3] BREITENBERGER, E., *Phil. Mag.* **44** (1953) 987.
- [4] PETERSON, A. and SINCLAIR, D. B., *Proc. IRE* **40** (1952) 7.
- [5] BROWN, M., *Rev. Sci. Instr.* **31** (1960) 403.

A 900-CHANNEL COINCIDENCE PULSE-AMPLITUDE ANALYSER

T. K. ALEXANDER AND L. B. ROBINSON

ATOMIC ENERGY OF CANADA LIMITED, CHALK RIVER, ONTARIO
CANADA

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

A 900-channel coincidence pulse-amplitude analyser. An analyser designed for correlation studies of pulse-height distributions from two scintillation counters is described. The analyser consists of two separate transistorized units; a dual-channel analogue-to-digital encoder and a 900-channel, 2^{16} -per-channel capacity ferrite-core store. The display and control unit for the instrument is separate and can be situated away from the analyser.

The analysis mode of operation for coincident pulses on the A and B inputs of the encoder can be selected to be 30 by 30, 100 by 9 or 300 channels by 3 distributions. In the last two modes the base lines and the widths of the pulse-amplitude "windows" on distribution A can be selected by the operator. With 100 channels for pulse-amplitude analysis, eight "windows" in distribution A define eight groups of 100 channels for the B distributions. In this case we have, in effect, one 100-channel analyser for distribution A and eight separate 100-channel analysers to which B can be routed.

A description of the basic circuits of the encoder and the logic of the store and display units is given.

Sélecteur d'amplitudes d'impulsions à coïncidence à trois dimensions. Le mémoire décrit un sélecteur conçu pour étudier la corrélation des distributions en amplitude des impulsions fournies par deux compteurs à scintillations. L'analyseur se compose de deux parties distinctes transistorisées: un codeur analogique/numérique à deux voies et une mémoire à ferrites, à 900 canaux d'une capacité de 2^{16} par canal. Les tableaux d'enregistrement et les commandes de l'appareil forment un élément autonome qui peut être installé à une certaine distance du sélecteur.

Pour l'analyse des impulsions de coïncidence aux entrées A et B du codeur, on peut combiner les canaux de trois manières différentes: 30×30 , 100×9 ou 300×3 . Dans les deux derniers cas, l'opérateur peut choisir les lignes de base et la largeur des «fenêtres» des amplitudes d'impulsion pour la distribution A. Lorsque l'analyse de l'amplitude d'impulsion se fait avec 100 canaux, les huit «fenêtres» de la distribution A définissent huit groupes de 100 canaux pour les distributions B. En effet, on aura dans ce cas un analyseur à 100 canaux pour la distribution A et huit analyseurs distincts à 100 canaux, sur lesquels B peut être dirigé.

Le mémoire décrit les circuits de base du codeur et la logique de la mémoire et de l'élément «tableaux d'enregistrement».

Девятисотканальный амплитудный анализатор импульсов совпадения. Описывается анализатор, предназначенный для исследования соотношения распределения амплитуд импульсов двух сцинтилляционных счетчиков. Анализатор состоит из двух отдельных секций, работающих на транзисторах, двухканального кодировочного устройства с переходом от непрерывных величин к дискретным и из девятисотканального запоминающего устройства с ферритовым сердечником емкостью 2^{16} на канал. Устройство по обнаружению и управлению выделено и может быть расположено отдельно от анализатора.

Для импульсов совпадения при входе A и B в кодировочное устройство можно выбирать способ производства анализа так, чтобы имелось 30 каналов при 30 распределениях, 100 каналов при 9 распределениях или 300 каналов при 3 распределениях. В двух последних случаях исходные линии и ширина „окон“ амплитуды импульсов в распределении A может выбираться самим оператором. При 100 каналах для анализа амплитуды импульсов восемь „окон“ в распределении A определяют восемь групп по 100 каналов для рас-

пределений В. Фактически в этом случае у нас получается один стоканальный анализатор для распределения А и восемь отдельных стоканальных анализаторов, в которые может быть направлено распределение В.

Дается описание основных схем кодировочного устройства, логической схемы запоминающего устройства и секции по обнаружению.

Analizador de amplitud de impulsos de coincidencia con 900 canales. Se describe un analizador proyectado para estudios de correlación entre las distribuciones de amplitudes de impulsos procedentes de dos contadores de centelleo. El analizador consiste en dos unidades transistorizadas: un convertidor analógico-digital de doble canal y una unidad almacenadora de núcleos de ferrita, con 900 canales y una capacidad de 2^{16} por canal. La unidad de control y lectura del instrumento está separada del resto y puede ser colocada a cierta distancia del analizador.

El funcionamiento del aparato para el análisis de impulsos coincidentes en las entradas A y B del convertidor puede ser regulado de manera que sea de 30 canales por 30 distribuciones, de 100 por 9, o de 300 por 3. En los dos últimos casos las líneas de base y la anchura de las "ventanas" de amplitud de impulsos en la distribución A pueden ser elegidas por el operador. Con 100 canales para el análisis de amplitud de impulsos, ocho "ventanas" en la distribución A definen ocho grupos de 100 canales para las distribuciones B. En este caso se dispone, en efecto, de un analizador de 100 canales para la distribución A y de ocho analizadores separados de 100 canales para la distribución B.

Se describen los circuitos básicos del convertidor y se explica la lógica de las unidades de almacenamiento y lectura.

I. Introduction

The diagram in Fig. 1 shows how a multi-channel analyser and a single-channel analyser are commonly used to record a pulse-amplitude distribution related both in time and in amplitude to the pulses from a second detector. The pulse from detector B is analysed provided that it is in time-coincidence with a pulse from A and that the pulse from A lies within a selected amplitude range.

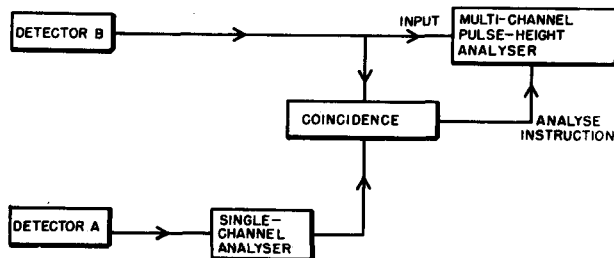


Fig. 1

Coincidence pulse-amplitude analysis

If a pulse-height distribution is required for each of several amplitude-level settings (or "windows") of the single-channel analyser, the experiment must be repeated for each setting. Alternatively, several sets of analysers could be used, with each single-channel analyser gating a different multi-channel analyser for a different amplitude of the A input signal.

This report describes an instrument that provides the equivalent of three, nine, or thirty coincident pulse-height analysers with each having 300, 100 or 30 channels respectively. A magnetic core-memory stores up to 2^{16} counts per channel.

The arrangement for the nine by 100-channel configuration is shown in a simplified form in Fig. 2. One of the nine groups of 100 channels is used to record the pulse-height distribution of A and the other eight record the pulse-height distributions from B. The routing system has a set of windows, one of which is selected by the A code and this determines the group of channels to which the B code should be routed.

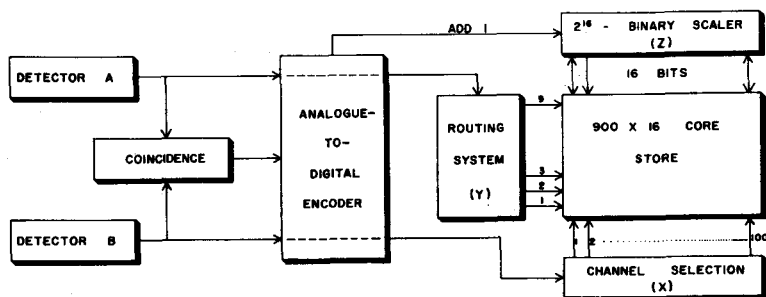


Fig. 2
Three-dimensional coincidence pulse-amplitude analysis

Each of the three functional units of the analyser (encoder, store and control-display) were designed and built as independent instruments. This simplifies maintenance and possible future modifications or additions. All signals from one unit to another are in digital form so that each unit can be treated without detailed knowledge of the other two. The separate display and control unit allows the instrument to be operated from a remote control consol.

II. The storage unit

The storage capacity for counts in 900 channels is provided by a $30 \times 30 \times 16$ -bit ferrite-core array which is operated by coincidence-current selection. The address scaler consists of four separate scalers; two binary coded scales-of-ten and two binary coded scales-of-three. For the purposes of three-dimensional operation we arbitrarily separate these four scalers into two parts. The first part is called the channel-number scaler and the second part is called the group-number scaler. The scaling factor of each register is determined by the mode of operation. The three modes of operation provided are 300×3 , 100×9 and 30×30 . Each channel has a capacity of 2^{16} counts.

Fig. 3 shows a block diagram of the kicksorter. Suppose that the mode of operation is 100×9 so that the channel-number scaler is a scale-of-100. If the A and B inputs to the encoder are impulsed simultaneously, an event-recognition pulse is produced by the encoder. This pulse conditions the store unit to record the event. The sequence-logic circuit then impulsed the encoder with a ready-for-A pulse which causes the encoder to discharge a train of pulses (code A) into the channel-number address register. At the end of the code train the encoder impulsed the sequence logic with an A-complete pulse, which initiates an add-one cycle on the channel selected by the channel-address register. Upon completing the storage cycle the sequence logic sends a start pulse to the spectrum-group generator. This circuit determines whether the number in the channel

scaler is or is not in a set of "windows" (i.e. groups of channels selected by the operator) that define the eight groups in which the B pulse will be recorded. If the A pulse is in a window, the group-number address register will be set to the appropriate position, after which the channel-number address scaler is reset to zero. The sequence logic then feeds another instruction pulse to the encoder, which discharges the B-pulse code into the channel-number address register. An add-one storage cycle is performed for the selected B channel in the selected group and at the termination of this second cycle, a B-recorded pulse conditions the encoder to accept a new event at the inputs. Thus the pulse-height distribution from counter A is analysed and recorded in the first group of 100 channels, while the B pulse-height distribution is separated into eight groups of 100 channels. The group chosen is determined by the amplitude of the A pulse.

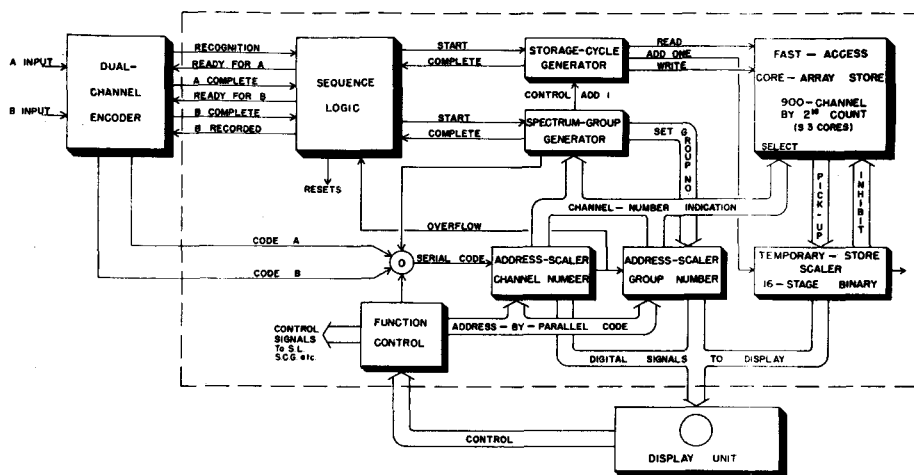


Fig. 3

Block diagram of coincidence kicksorter

The mode of operation is the same for the 300×3 configuration but only two B groups are possible.

In the 30×30 configuration each channel in the A distribution has an associated 30-channel spectrum from the B pulse-height distribution. Again the A distribution is recorded simultaneously with 29 B-distributions (channel 0 in the A spectrum has no associated B group).

THE ADDRESS REGISTER

The address register of the store unit consists of four binary-coded scalers which can accept both serial and parallel pulse codes. The binary-coded outputs are decoded to decimal for channel selection in the core array and to allow the use of decimal selection switches for the windows. Through a programme connector we have complete access to the address registers. The channel-grouping configuration, resets, and serial and parallel addressing can be changed by a programme plug. External addressing can also be transmitted through the programme connector.

THE SPECTRUM-GROUP GENERATOR

The spectrum-group generator is started when we wish to determine whether the A pulse is inside a window and to address the group number accordingly. Fig. 4 indicates the logic used to do this. The channel register contains the channel number of the A pulse. This number is decoded to decimal and each switch selects the boundary of a window by connecting the appropriate decoded levels to an AND gate. The set of 16 AND gates is interrogated each time the address is advanced by the gated oscillator. When the channel number becomes identical with one of the selector-switch settings an output pulse is transmitted, stopping the gated oscillator. If a TOP gate produces the output pulse, then the A pulse was in a window and the group-number address register is set up through the diode matrix encoder. The add-one procedure is then allowed for the B pulse. If a BOTTOM gate produces the first output pulse the A pulse was not inside a window and the hunting procedure is merely stopped, no group address is set up and no add-one procedure occurs for the B pulse.

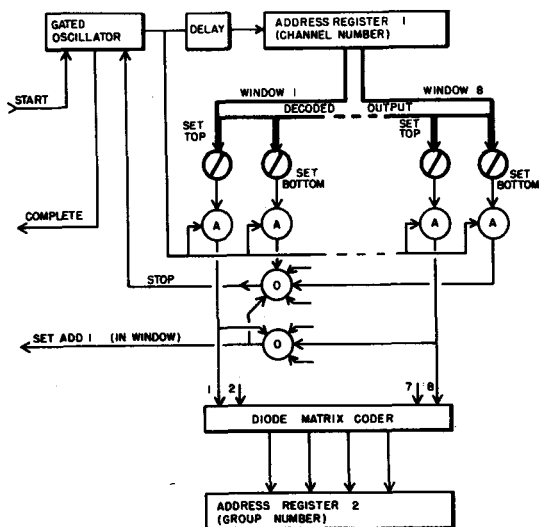


Fig. 4
Spectrum group generator

The "channel width" of a window can be varied from zero to the full distribution width for the 100 and 300 configurations. No provision is made to vary the digital channel width for the 30×30 mode. In this case, after the add-one cycle has been performed for the A pulse, the spectrum-group generator complements the channel-number scaler into the group-number scaler thereby selecting the groups in one-to-one correspondence to the channel numbers.

FUNCTIONS OF THE STORE UNIT

The store unit can do several operations, in addition to accumulation. Even though the memory-tube display gives a display while accumulating data, it is necessary to

present the final result in different modes to the operator. Therefore a display routine is provided which scans through all 900 channels, presenting the contents in a cyclic fashion to the display unit. An add-one facility is added to enable the store unit to internally test the accumulation and storage circuits.

A facility, using the parallel entry to the address register, enables the erase, complement, and print-out operations to be started at any selected channel. These operations may be stopped at the end of the group in which the operation was started.

III. Dual encoder

The encoder makes use of pulse-height-to-time conversion, time being measured with a 1-Mc/s crystal-controlled oscillator. Two independent sections are used, so that coincident-input pulses can be analysed. Analogue pulses are stored in a capacity-diode type memory, and the time required by a constant current to recharge the memory capacitor through a voltage equal to the input-pulse is used to determine the input-pulse amplitude. No bootstrapping is required and only low-leakage diodes are connected to the memory condenser; thus the input-pulse can be stored for several hundred microseconds, with only minor losses in accuracy.

The encoder recognizes coincident analogue inputs, storing them in two capacity-diode memories. A recognition signal is fed to the main core-storage unit. When a "ready-for-A" pulse is returned, a train of pulses from the 1-Mc/s oscillator is fed out as a measure of the time required to recharge the memory capacitor A by the constant current. The beginning and end of the recharge is synchronized with the free-running 1-Mc/s oscillator to prevent measurement jitter. When a "ready-for-B" signal is received, the B memory is discharged and a B code produced. The pulse-trains are only fed out when the appropriate instructions are received, so that the sequence is always determined by the main core-storage unit.

The critical circuits in the encoder are the capacity-diode memory and the constant-current generator. A block diagram of the memory is shown in Fig. 5, with the essential circuitry shown in Fig. 6. The linear gate is normally open, so that the voltage on the base of Q1 is at about +2 V. When an input signal is received, the discriminator fires, cutting off the current to R1 and producing a two-volt drop, which brings Q3 and CR1 into heavy conduction. The input-signal amplitude is added to this two-volt drop. After a delay of 4 μ s, the gate-control signal to Q4 rises from -15 V to +6 V, clamping the base of Q1 to ground and preventing further input signals to the memory. At some time within the next 400 μ s, a ready signal is received and the "current-control" voltage rises rapidly from -15 V to +6 V, allowing the constant current to recharge C1. The voltage on C1 rises until diode CR1 comes into conduction. At this point, the current discriminator receives current from Q3 and triggers to indicate that condenser C1 has been recharged.

The 1-mA current that is switched off by the low-level discriminator does not have to be accurately controlled, since the capacity memory is charged while this current is switched off and the recharge of C1 occurs while the linear gate is closed (with the collector of Q4 clamped to earth). In neither case does the standing current affect the results. The sole function of this switched current is to bring the memory-charging circuit into its linear region even for small analogue input signals. The zero-adjust control is usually adjusted to provide a fixed pedestal equal to three channels, which is cancelled by rejecting the first three code pulses, in order to improve the linearity for small input signals.

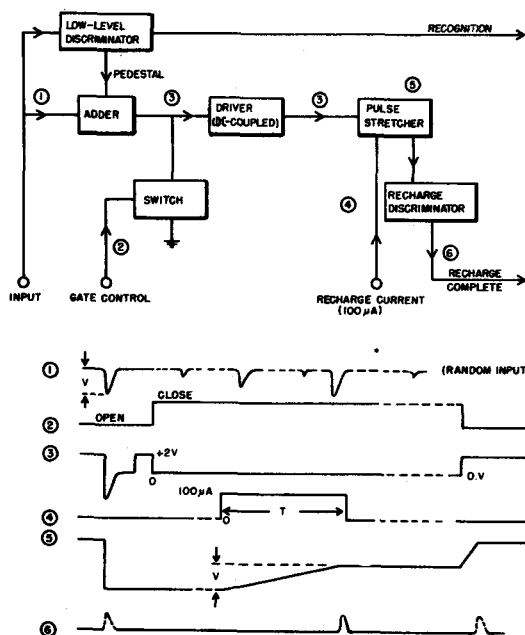


Fig. 5
Capacity diode memory logic

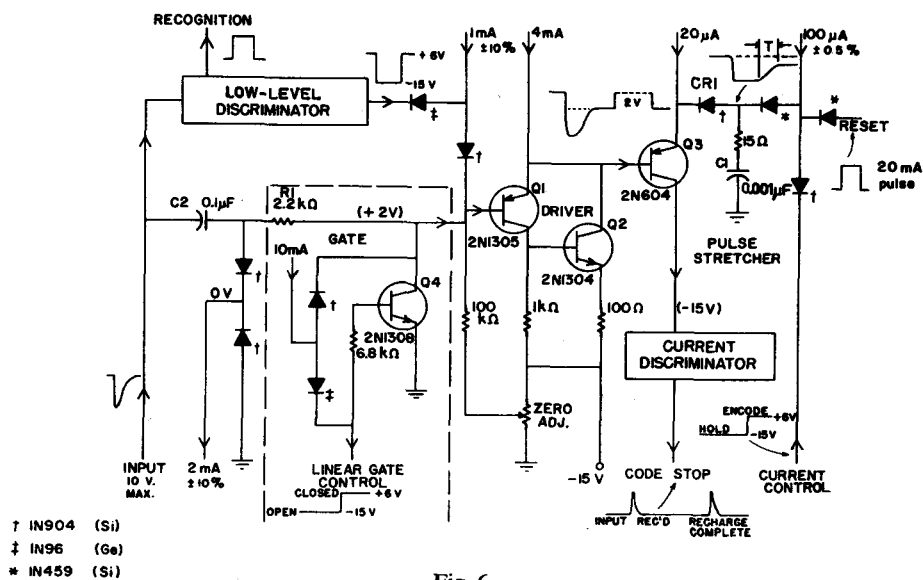


Fig. 6
Capacity-diode memory-circuit

The constant current supply is shown in Fig. 7. A germanium pnp-transistor has been used because of difficulties experienced in obtaining pnp silicon types. In the circuit arrangement shown the effect of high leakage in the pnp-germanium transistor is reduced by the product of the current gains in Q2 and Q3.

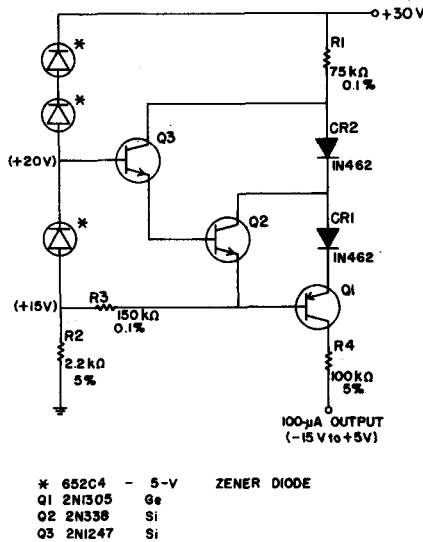


Fig. 7
Constant current supply

The main source of instability is still due to changes in leakage of Q1. However, for a leakage change of $50 \mu\text{A}$, or eight times the manufacturers specified maximum at 25°C , the output current should change by only $1 \mu\text{A}$. Changes in junction voltages should produce smaller effects.

In temperature tests done with two different units an increase in temperature from 25°C to 60°C produced an increase in a $100\text{-}\mu\text{A}$ output current of less than 1%.

The crystal-controlled oscillator and the digital-switching circuits are not critical in design and will not be described.

A biased amplifier circuit has also been included in each encoder. Up to 9 V of an input signal can be clipped with a diode-biasing network and the remaining signal can be amplified by 1, 2, 5 or 10 before encoding. The bias and gain of the amplifier are controlled by diode switches to allow remote control from the display panel.

IV. The display and control unit

The display and control unit uses a direct-view cathode-ray storage tube which can give a live display during data accumulation. Since the display tube remembers and displays every spot written on its storage surface, the live display is independent of counting rate and therefore useful even with the low counting rates expected from coincidence experiments. The storage tube produces a histogramme display while

events are accumulated rather than just the points at the top of the histogramme as in cyclic display schemes. Thus a more realistic picture of the nature of the data is presented.

The memory display-tube also offers advantages in the way the sorted data can be presented after the counting period is terminated. For example, one group of channels can be written on the tube and examined, then a second group can be written on the display for comparison. Similarly, several ranges for the same group of channels can be presented and remain together on the display tube.

The information from the store unit is sent to the display unit in digital form. The digital-to-analogue conversion is done in the display unit so that if new display schemes arise, no changes will be required in the main store unit.

Fig. 8 is a simplified block diagram of the display and control unit; only the circuits involved in the generation of the display are shown. In this display the horizontal deflection is made proportional to the number in the two scale-of-ten address registers. Thus the horizontal deflection always displays a group of 100 channels. The vertical deflection is manipulated and made proportional to various combinations of the two scale-of-three address registers and the count scaler giving complete coverage of all the 900 channels and their accumulated contents.

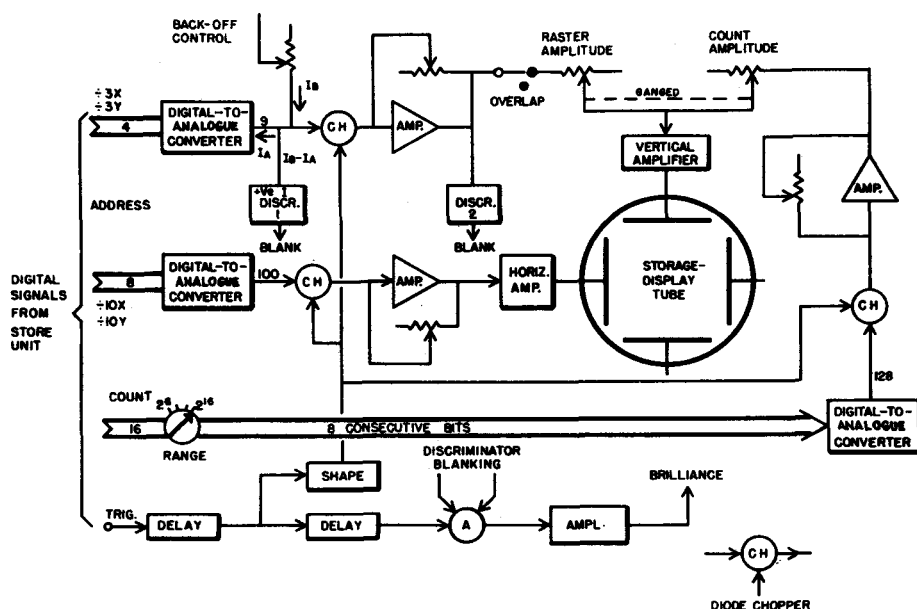


Fig. 8
Block diagram of display unit

In the horizontal deflection circuits the eight bits from the $\div 10Y$ and $\div 10X$ registers are converted to a 100-level output current which is chopped at a time determined by the display trigger from the store unit. The resulting pulse is amplified and fed to

the horizontal deflection plates of the storage tube. The 16 bits from the add-one scaler of the store unit are manually selected eight bits at a time by the count-range switch. The selected bits are converted to a 128-level output which is again chopped and amplified. The scale-of-three codes are converted to an analogue current which will be called the "raster" analogue. This signal represents the nine different groups of 100 channels that are displayed. In one mode of display, each increment of raster analogue current produces one ninth of full vertical deflection. This current is added to the count analogue, thus producing a display of all 900 channels and their contents. Full scale for the count is only one-ninth of full tube deflection.

To obtain full tube deflection for a 100-channel distribution, the raster-increment analogue signal is made large enough to deflect the writing beam off the tube and the count analogue's full scale deflects the full useful distance up the tube. This in itself would only be able to display the first 100 channels. The addition of two discriminators and a variable raster back-off current source enables the system to display any group of 100 channels.

Suppose the back-off current was set at $I_B = 3$ units, then if the raster analogue current is 0, 1 or 2 units, a positive current flows into discriminator 1 whose output holds off the brilliance gate. If the analogue current is 3 units then no blanking occurs and no raster voltage is generated. If the analogue current is 4 units or greater then discriminator 2 is triggered, again inhibiting the brilliance pulse. Thus only the fourth group of 100 channels will be written on the display tube. Similarly any group can be displayed by changing the back-off current selector. If all nine groups are to be displayed simultaneously with full amplitude for the count analogue, the raster analogue is switched out.

Provision is also made to display three groups of 100 channels covering the whole display tube surface. Again any three groups can be displayed using the scheme as described above.

V. Concluding remarks

Although this instrument is designed primarily for coincidence-correlation measurements, experiments involving inputs from several counters can be handled. For example, the outputs from eight counters can be linearly mixed into the B input while a discrete-level analogue pulse, representing the counter number, can be put into the A input. The window switches can then be set to separate the pulses on the B input into the appropriate sub-groups. The group of channels corresponding to the A distribution would contain the integrated counts for the eight counters. The pulses from all eight counters would be analysed on a "first-come, first-serve" basis. Digital selection of the group number can also be done using the programme connector input to the address register.

Another mode of operation provided is the ability to analyse the A-pulse without requiring a coincidence with a B-pulse. This facility aids the operator in setting up the window selection switches.

The accumulated counts in the pulse amplitude analyser are read-out [1] on to paper tape by a 60-cps punch, the final plotting and typing of the results being done by reading the paper tape. The paper tape format is suitable for the Datatron computer used at Chalk River.

ACKNOWLEDGEMENTS

The work was carried out as part of the research programme of the Physics Division of Atomic Energy of Canada Ltd. The store unit is similar to that of the Chalk River 100-channel Kicksorter designed by F. S. Goulding. The authors wish to thank R. A. McNaught, W. C. MacGregor and T. D. Drew for their contributions to the design and construction of the kicksorter.

REFERENCES

- [1] ROBINSON, L. B., "A Binary to Decimal Converter for Kicksorter Readout", CREL-953 (1960).

PROBLÈMES POSÉS PAR LES ANALYSEURS EN IMPULSIONS — ANALYSEURS MULTIDIMENSIONNELS FONCTIONNELS

A. PAGÈS

CENTRE D'ÉTUDES NUCLÉAIRES DE SACLAY

FRANCE

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

Problems raised by pulse analysers — functional multi-dimensional analysers. Experimenters are making increasingly frequent use of analysis units by which a function of several parameters can be obtained (the number of parameters and the relative precision of each of them being variable from experiment to experiment). Present-day analysers are poorly suited to the steadily growing complexity of experiments. There are several reasons for this: the number of possible parameters is far too small (unblocking only on 100-channel and 256-channel analysers) as is also their capacity; this limitation considerably increases the accelerator time; sometimes the poor "yield" of these analysers makes the experiment impossible; moreover, being designed in a single "block", they are lacking in flexibility for use.

During 1958—59 a multi-dimensional apparatus limited to 2 paths of 63 channels was studied and built. The various essential functions are separated: analysis, transfer (multi-dimensional operation), utilization of results.

At the SEG, Messrs. Amram, Guillon and Thénard are designing and building a multi-dimensional analyser, 1023 channels by 63 channels (for the neutron velocity measurement group of the SPNBE).

In order to deal with the above-mentioned limitations, the electronics laboratory of the SPNBE is also developing a functional multi-dimensional analyser, in which the transfer function itself has been broken down into units (interrupter, non-integrator memory, conditioner and computer). Like the limits defining the paths, the types of units selected vary in accordance with the requirements and complexity of the experiment (standard interfunctional language).

Problèmes posés par les analyseurs en impulsions — Analyseurs multidimensionnels fonctionnels. Les expérimentateurs utilisent de plus en plus fréquemment des ensembles d'analyse permettant d'obtenir une fonction de plusieurs paramètres (le nombre de paramètres pouvant varier d'une expérience à l'autre ainsi que la précision relative de chacun de ceux-ci). Les analyseurs actuels se prêtent mal à la complexité toujours croissante des expériences et ceci pour de nombreuses raisons: le nombre de paramètres possibles est beaucoup trop réduit (déblocage seulement sur les analyseurs 100 et 256 canaux) ainsi que leur capacité; cette limitation multiplie considérablement le temps d'accélérateur; parfois l'expérience est rendue impossible par le mauvais «rendement» de ces analyseurs; par ailleurs, étant conçus en un seul «bloc», ils manquent de «souplesse» d'utilisation.

Un appareil multidimensionnel limité à 2 voies de 63 canaux a été étudié et construit en 1958—59. Une séparation est faite entre les différentes fonctions essentielles: analyse, transfert (fonctionnement en multidimensionnel) et exploitation des résultats.

MM. Amram, Guillon et Thénard étudient et construisent à la SEG un analyseur multidimensionnel 1023 canaux \times 63 canaux (destiné au groupe de mesures de vitesses de neutrons de la SPNBE).

Par ailleurs, afin de répondre aux limitations précédemment formulées, le laboratoire d'électronique de la SPNBE réalise un analyseur multidimensionnel fonctionnel, où la fonction de transfert a été elle-même décomposée en unités (rythmeur, mémoire non intégratrice, conditionneur et calculateur). Les types d'unités choisies sont, comme les limites définissant les voies, variables en fonction des besoins et de la complexité de l'expérience (langage standard interfonctionnel).

Проблемы, возникающие в связи с использованием анализаторов импульсов — функциональные многомерные анализаторы. Все чаще экспериментаторы пользуются аналитическими системами, дающими возможность получить функцию многих параметров (число параметров может изменяться в зависимости от характера опыта, а также от точности его проведения). Современные анализаторы недостаточно соответствуют все возрастающей сложности опытов, и это происходит по многим причинам: число возможных параметров слишком незначительно (деблокирование производится только в анализаторы со 100 и 256 каналами). Это ограничение значительно увеличивает время использования ускорителя. Иногда проведение опыта становится невозможным из-за плохой „отдачи“ этих анализаторов. Иногда из-за их сборки в один единственный „блок“ им не хватает „гибкости“ в использовании.

Авторы изучили и построили в 1958—1959 годах многомерную установку, ограниченную двумя путями по 63 канала каждый. Произведено разделение между основными различными функциями: развертка, передача (многомерный режим), использование результатов.

Господа Амрам, Гийон и Тенар изучают и строят в Секции общей электроники многомерный анализатор с 1023 каналами \times 63 канала, который предназначен для Группы измерения скорости нейтронов.

Кроме того, чтобы обойти ранее высказанные ограничения, авторы строят в электронной лаборатории многомерный функциональный анализатор, который разрабатывается по следующим основным заданиям: как и предыдущий тип, этот анализатор разделяется в соответствии с тремя вышеуказанными функциями, но сама функция передачи была разбита по отдельным блокам (хронизатор, неинтегрирующее запоминающее устройство, кондиционер и вычислительное устройство). Выбираемые типы блоков, как и определяющие пути пределы, изменяются в зависимости от потребностей и сложности опыта (межфункциональный стандартный код).

Problemas planteados por los analizadores de impulsos — Analizadores multidimensionales funcionales. Los investigadores emplean cada vez con mayor frecuencia conjuntos analizadores que permiten obtener una función de varios parámetros (el número de parámetros y la precisión relativa de cada uno de ellos puede variar de un experimento a otro). Por muchas razones, los analizadores actuales no se prestan bien para los experimentos, que son cada día más complejos: el número de parámetros posibles es excesivamente pequeño (desbloqueo sólo en los analizadores de 100 y 256 canales) y también lo es su capacidad; esta limitación multiplica considerablemente el tiempo de acelerador. Algunas veces, el bajo “rendimiento” de estos analizadores hace imposible el experimento; además, al estar concebidos en un solo “bloque”, son poco adaptables a los diversos modos de empleo.

En 1958—59, se estudió y construyó en Saclay un aparato multidimensional limitado a 2 vías de 63 canales. Se estableció una separación entre las diversas funciones esenciales: análisis, transferencia (que funciona en multidimensional) y elaboración de los resultados.

Los Sres. Amram, Guillon y Thénard están estudiando y construyendo en la SEG un analizador multidimensional de 1023 \times 63 canales (destinado al grupo de medición de velocidades neutrónicas de la SPNBE).

A fin de superar las limitaciones formuladas más arriba, en el laboratorio de electrónica de la SPNBE, se está construyendo un analizador multidimensional funcional, en el cual la función de transferencia está a su vez subdividida en unidades (ritmador, memoria no integradora, acondicionador y calculadora). Igual que los límites que definen las vías, los tipos de unidades elegidas varían según las necesidades y la complejidad del experimento (idioma normal interfuncional).

Principe

PROBLÈMES PHYSIQUES ABORDÉS

Soit un événement à étudier, une réaction nucléaire par exemple. L'expérimentateur s'intéresse généralement à un grand nombre N de paramètres: énergie de la particule

induisant la réaction, énergie des produits de la réaction, etc. L'analyse expérimentale idéale consisterait à enregistrer tous les processus survenant, à mesure qu'ils se produisent, avec les valeurs de N paramètres qui leur correspondent, c'est-à-dire à traiter ces paramètres comme des variables dont les valeurs sont déterminées par des numéros de canaux, puis à trier parmi ces renseignements ceux qui sont relatifs à certaines valeurs plus particulièrement intéressantes des paramètres.

Limitation d'appareillage

En général, les appareils d'analyse conventionnels ne sont pas, sauf au prix d'une complication et d'une lourdeur peu souhaitables, en mesure de prendre en considération plus d'une variable, les autres caractéristiques du processus restant à l'état de $N-1$ paramètres, notés tout au long de l'enregistrement expérimental. On étudiera par exemple le spectre en énergie d'un rayonnement gamma produit par la réaction considérée, pour des valeurs déterminées des paramètres: énergie de la particule incidente, énergie d'un autre rayonnement gamma émis en coïncidence, angle des deux rayonnements gamma émis, retard éventuel entre l'arrivée de la particule incidente et l'émission des produits, etc.

L'analyseur multidimensionnel supprime cette limitation

Dans les limites d'une *capacité globale* d'enregistrer les informations, l'analyseur multidimensionnel va prendre en considération n variables (analyseur à n dimensions) pour des valeurs déterminées des $(N-n)$ paramètres restants. L'enregistrement d'une seule expérience effectuée auprès d'un accélérateur pendant le temps T fournira dans une «mémoire non intégratrice» (bande magnétique dans notre cas) l'ensemble des spectres des n variables. Dans une deuxième phase, l'expérimentateur posera une série de Q questions à la mémoire: la réponse à chacune de ces questions exigera la lecture de la mémoire pour une des n variables, les $(n-1)$ autres passant à l'état de paramètres dont les valeurs figurent dans l'énoncé de la question. L'opération de lecture demande un temps t . Ainsi, alors que pour répondre à ces Q questions par les moyens conventionnels, il aurait fallu procéder à Q analyses, donc immobiliser la source de rayonnements pendant un temps QT , il suffira ici du temps T d'enregistrement, suivi, au besoin dans un autre lieu, d'un temps Qt de lecture, pendant lequel, d'ailleurs, d'autres enregistrements peuvent être effectués. Il en résulte un accroissement considérable du rendement des installations (en particulier les accélérateurs), surtout si, comme c'est souvent le cas, on a $T \gg t$.

Avantages de l'analyse multidimensionnelle

- a) Gain de temps.
- b) La stabilité des appareils au cours de l'expérience et leur monitoring en sont facilités d'autant.
- c) Conservation des faits expérimentaux et de l'ordre dans lequel il se sont déroulés. La lecture n'altère pas l'enregistrement.
- d) Des questions supplémentaires, auxquelles l'expérimentateur n'avait pas songé en préparant l'expérience, mais qui lui sont suggérées par les premiers résultats ou par d'autres considérations, peuvent être posées ultérieurement sans procéder à une nouvelle expérience.

e) Une lecture étendue de la «mémoire non intégratrice» peut révéler des faits insoupçonnés.

Réalisations d'appareillage pour analyse multidimensionnelle

ANALYSEUR A 2 VOIES DE 63 CANAUX (TYPE 2 x 2)

Cet appareil [1] [2] a été construit en 1958. Contrairement aux analyseurs (temps ou amplitude) conventionnels, il ne se présente plus sous la forme d'un «bloc» immuable lourd dans son implantation et dans son utilisation.

En effet, son «découpage» a été fait suivant une décomposition en trois fonctions essentielles:

Analyse

Cette fonction assure la conversion analogique/digitale des informations à analyser.

Transfert — traitement des informations

L'expérimentateur utilise cette fonction pour ne transmettre à la fonction suivante que les informations conditionnées par certaines valeurs paramétriques.

Cette unité utilise un dérouleur à bandes magnétiques 2×6 digits.

Exploitation des résultats

Cette fonction (ici la mémoire à tores d'un sélecteur 100 canaux) intègre les informations précédemment traitées et fournit à l'expérimentateur sur une bande de papier les résultats numériques de l'expérience pour un conditionnement déterminé.

ANALYSEUR 1023×63 CANAUX (TYPE 2 x 3)

Cet appareil spécialement conçu pour les expériences de neutronique de la SPNBE est actuellement réalisé par MM. Amram et Thénard dans le laboratoire dirigé par M. Guillon. Le détail en est donné par ailleurs [3].

ANALYSEUR MULTIDIMENSIONNEL FONCTIONNEL (TYPE AMF1)

Comme nous l'avons vu précédemment, la complexité toujours croissante des expériences de physique a rendu les appareils lourds, difficiles à entretenir et, par suite, à utiliser.

Une première décomposition suivant les trois fonctions vues précédemment a permis de remédier partiellement à ce problème, mais l'extension des possibilités d'analyse vers des expériences de types et d'importance très différents ne pouvait être rendue possible que par une rationalisation plus poussée des *unités* d'analyse, de traitement, d'exploitation et l'adoption d'un code «inter-unité» standard d'un bout à l'autre de la chaîne.

Code standard «inter-unités»

Afin d'augmenter la souplesse d'utilisation de l'ensemble d'analyse, nous avons adopté un code digital standard en temps, forme d'impulsions, tensions, polarité et connecteurs. De toute façon, il est possible de raccorder très facilement n'importe

quelle unité à n'importe quelle autre unité. Par exemple, il sera possible de raccorder, pour une expérience simple l'unité d'analyse à celle qui permet d'exploiter les résultats; ainsi sera reconstitué un analyseur conventionnel. Suivant la complexité de l'expérience et ses nécessités, on pourra, au contraire ajouter une ou plusieurs unités: rythmeur, mémoire non intégratrice, conditionneur, calculateur, etc.

Nature. Nous avons adopté le code binaire pur, car il est, à notre connaissance, celui qui permet, par la définition de deux états, d'avoir la plus grande capacité pour le minimum de «digits» ou «poids». D'autre part, le binaire pur est relativement facile à manier et à convertir.

Forme. Deux solutions sont possibles: a) le code série où les digits constitutifs de l'information sont acheminés sur un seul canal et où ces digits sont espacés dans le temps d'une certaine valeur; b) le code parallèle où p digits constituant l'information sont acheminés *au même instant* sur p canaux distincts.

a) Code série.

Avantages: organes relativement peu nombreux, capacité illimitée.

Inconvénients: les relations ou conditionnements sur une information sont difficiles à réaliser (distribution des événements au hasard dans le temps), la standardisation du code inter-unités et son maniement sont également difficiles, il se prête mal à une succession très rapide des informations dans le temps, les pilotages sont fastidieux, l'unité mémoire à bandes magnétiques devrait, pour des taux de comptage élevés, défiler à des vitesses inadmissibles pour un ruban.

b) Code parallèle.

Avantages: relations et conditionnements d'informations relativement faciles, standardisation commode du langage inter-unité, pilotage relativement facile à la fonction analyse, succession très rapide de deux informations successives, les vitesses des bandes de l'unité magnétique sont compatibles avec la grande majorité des expériences.

Inconvénients: les différents organes nécessitent davantage d'éléments d'un même type, la bande magnétique de l'unité mémoire est plus onéreuse parce que plus large, capacité limitée par le nombre de canaux.

Compte tenu de ces différents aspects, nous avons donc adopté le code binaire pur parallèle pour une capacité maximum de 15 digits. Pour une capacité supérieure (28 digits), le même code est utilisé de façon séquentielle (deux groupes de 14 en série).

Afin de travailler dans les meilleures conditions de sécurité, chaque groupe de digits constituant l'information est juxtaposé (toujours en parallèle) à un *digit de référence*. Ce digit facilite les opérations de mise en mémoire sur bandes magnétiques ainsi que les divers traitements des informations.

Unités fonctionnelles

Unité analyse. C'est la seule unité qui est changée ou modifiée suivant le type d'expérience. Son rôle est de prendre en considération l'événement à analyser et de lui attribuer une grandeur qui est exprimée dans le code standard précédemment défini. L'unité «analyse» peut comprendre plusieurs «analyseurs» (convertisseur d'amplitude analogique-digital, convertisseur de temps, etc.) donc plusieurs voies. C'est sur ces

La mise en évidence de l'une seule de ces 8 lignes (extraction de l'information) a lieu par commutation à partir d'un signal unique de commande des bases de 16 transistors de cette ligne (fig. 2).

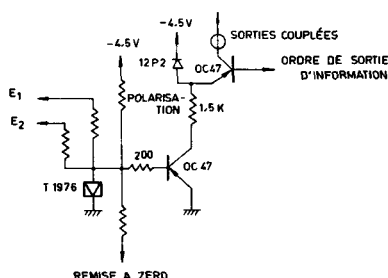


Figure 2
Elément mémoire.

Suivant que le rythmeur travaille en 14 ou 28 digits, le nombre d'étages mémoire en service est de 6 ou 3, ce qui pour un taux de perte de 1% à l'entrée correspond à des rapports fréquence moyenne d'entrée/fréquence d'extraction, de 0,45 et 0,75 [6].

Les diodes tunnels amènent apparemment une certaine complexité. En fait, elles permettent des temps de résolution de l'ordre de $2 \text{ à } 3 \cdot 10^{-7}$ seconde sans aucune difficulté.

D'autre part, il n'y a aucune interaction entre la sortie et l'entrée, de sorte que l'on peut simultanément inscrire une information sur une ligne et en extraire une deuxième sur une autre ligne.

Par ailleurs, les organes de pilotage et d'interdiction sont simples. La puissance fournie par les transistors de lignes et de colonnes est relativement faible.

Tous ces avantages ne se retrouveraient pas si l'on utilisait une matrice de tores à cycle d'hystérésis rectangulaire.

Unité mémoire non intégratrice

Conformément au code standard précédemment défini, cette unité comporte 16 canaux : 15 digits «poids» plus un digit référence (fig. 3). Son rôle consiste uniquement à enregistrer sans les intégrer les différentes informations, et à les restituer sans leur faire subir aucun traitement mais à une vitesse souvent plus élevée (1,52 et 3,04 m/s).

Le dérouleur utilise de la bande de 2,54 cm de large. Six vitesses sont actuellement utilisées.

Le procédé «modulation de phase» + $\Phi - \Phi$ a été retenu, car il permet la plus grande sécurité de fonctionnement, la détection des erreurs et le rejet des informations fausses. Par ailleurs, l'expérimentateur n'a pas à effacer les enregistrements précédents.

La densité d'enregistrement est de 8 digits par millimètre.

Unité conditionneur. C'est à partir de cette unité que l'expérimentateur peut traiter les informations: il choisit et y affiche les différentes valeurs des paramètres définissant un type d'informations. Les informations transmises à l'unité suivante correspondent donc aux conditions affichées (fig. 4 et 5).

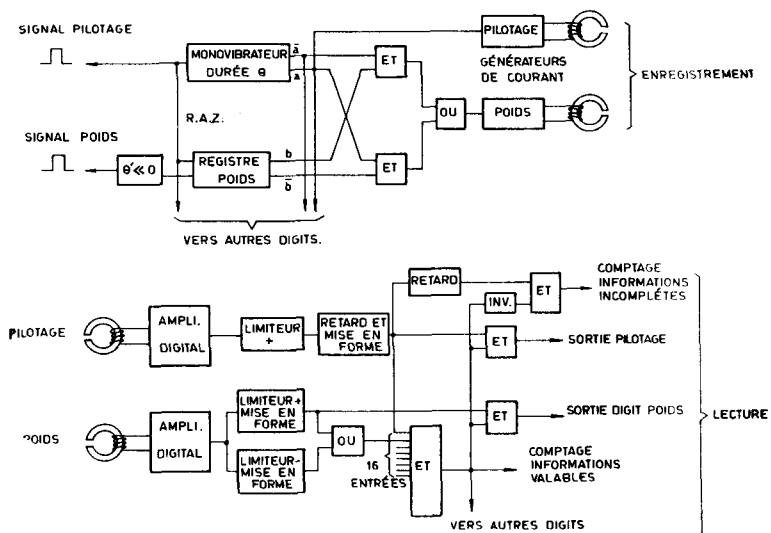


Figure 3
Enregistrement sur bande magnétique et lecture.

Ce conditionneur comprend 28 canaux parallèles décomposés en :

- Un étage registre d'entrée qui peut mettre en mémoire provisoire le digit correspondant du code standard inter-unité.
- Deux étages de comparaison, ces circuits étant ceux sur lesquels sont affichées les valeurs supérieures et inférieures des nombres ou zones paramétriques. Ces organes sont des «ou exclusifs» attaqués en parallèle, d'un côté par leurs circuits d'attaque respectifs et de l'autre par le registre d'affichage du chiffre 0 ou 1 (l'ensemble de ces chiffres constitue les limites de comparaison affichées par le physicien). Deux groupes de «ou exclusifs» sont ainsi utilisés, l'un pour les limites inférieures et l'autre pour les limites supérieures. Ces «ou exclusifs» de chaque groupe sont couplés en série de

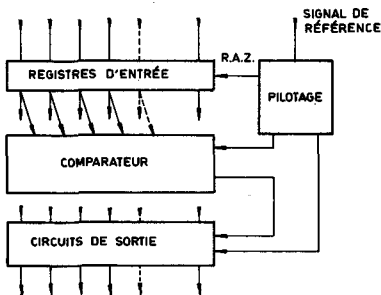


Figure 4
Unité conditionneur.

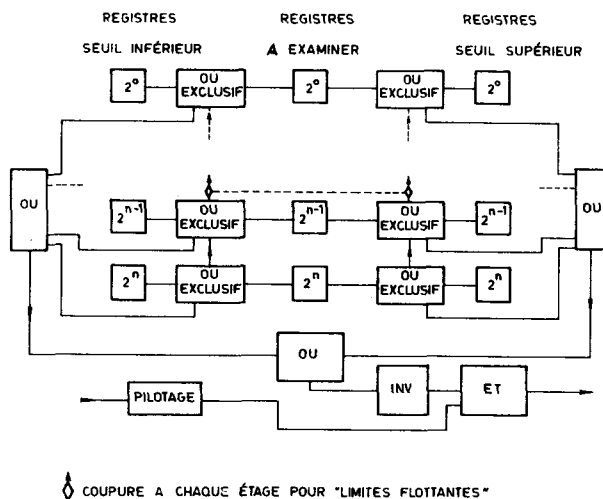


Figure 5
Logique du conditionneur.

façon telle que la comparaison des nombres issus de l'unité précédente aux nombres affichés en référence se fasse à partir des «poids» les plus élevés. Dès que l'un des circuits «ou exclusifs» détecte une inégalité, il a, par là même, déterminé si le nombre à comparer est plus grand ou plus petit que le nombre référence et les circuits «ou exclusifs» suivants sont bloqués. L'expérimentateur peut afficher à son gré plusieurs paramètres. La détermination des capacités de chaque paramètre et de leur nombre (limites flottantes) est faite en coupant les blocages série des «ou exclusifs» correspondant aux limites demandées. L'analyseur peut ainsi, pour une capacité totale de 28 digits, être découpé suivant plusieurs limites qui peuvent être déterminées suivant l'expérience à la fois dans leur nombre et leurs positions.

c) Un étage de sortie qui dans les cas simples délivre ou non en sortie l'information suivant que l'autorisation en est donnée par l'étage conditionneur.

Unité de calcul. Cette unité est actuellement en cours d'étude. Elle sera composée de plusieurs éléments, toujours interconnectés dans le code standard inter-unité, de façon telle qu'il sera possible d'adapter l'importance de l'unité calcul au volume et aux nécessités de calcul de l'expérience.

L'ensemble calculateur est utilisé en association étroite avec un ou plusieurs conditionneurs.

Cet ensemble se compose des éléments suivants:

- a) Additionneur — soustracteur parallèle;
- b) Multiplicateur rapide parallèle;
- c) Registres et circuits de sortie conditionnés.

Le rôle de ces derniers éléments est de mettre éventuellement en réserve une information pendant le temps que nécessite son traitement. Cet élément peut être purement et simplement remis à zéro au bout d'un temps θ , auquel cas il ne délivre rien en sortie.

Au contraire, il peut recevoir à partir d'autres éléments de calcul, en un temps inférieur à θ , l'ordre de délivrance en sortie de l'information mise en réserve dans le registre.

Ainsi, l'association d'un nombre plus ou moins grand d'éléments calculateurs permet d'effectuer un certain nombre d'opérations sur des informations ou fractions d'informations *non intégrées*. Ce dernier point est très important, car il est pratiquement impossible, quelle que soit la puissance de la machine à calculer utilisée ensuite, de remonter à de telles possibilités et à partir d'informations intégrées dans la dernière unité: l'exploitation des résultats.

Afin de faciliter certaines opérations, nous pensons utiliser un programme réduit pour piloter ces divers éléments calculateurs.

Unité exploitation des résultats. Dernier maillon de la chaîne, cette unité est constituée d'une mémoire d'intégration à tores (cycle d'hystérésis rectangulaire). Le nombre d'adresses possibles est actuellement de 1024. Il sera très prochainement porté à 4096. La capacité par adresse est de 10^5 coups.

Le contenu de cette mémoire finale peut être utilisé sous trois formes différentes: a) un tube cathodique donnant la courbe N (nombre de coups en ordonnées), et fonction de l'adresse (numéro du canal en abscisses); b) une tension analogique proportionnelle à N utilisable avec un traceur de courbe XY; c) une bande perforée en code international qui permet d'obtenir sur une petite tabulatrice les résultats exacts, et peut également être utilisée pour adresser ces résultats à une machine à calculer dont le rôle sera d'effectuer des calculs sur le spectre final lui-même.

Unités auxiliaires de liaison

a) Commutateur digital. Cet organe est éventuellement utilisé dans l'unité analyse. Il sert à traduire dans le code standard inter-unités les informations obtenues en sortie de plusieurs analyseurs proprement dits montés en parallèle.

b) Convertisseur 14 / 28 digits. Lorsque l'analyseur est utilisé en 28 digits de capacité totale, soit deux séquences de 14 digits, cette unité permet, par la conversion parallèle séquentiel / parallèle, d'utiliser toujours dans le code standard inter-unités les mêmes unités rythmeur et mémoire non intégratrice. Les autres unités travaillent toutes sur la base 28 digits.

c) Commutateurs de translation. Composé d'une série de commutateurs, ce petit ensemble permet d'affecter à un canal digital quelconque n'importe quel poids, de sorte qu'il est possible de mettre en correspondance poids à poids à l'intérieur d'une même information globale des fractions de cette information disposées «côte à côte» durant leur transfert dans les unités rythmeur et mémoire non intégratrice.

La figure 6 montre très succinctement les possibilités minimum et maximum de cet analyseur multidimensionnel fonctionnel.

REMERCIEMENTS

Je remercie vivement MM. Avril et Moreau, qui ont activement contribué à l'étude et à la réalisation de cet ensemble, ainsi que tous les physiciens de la SPNBE, qui par de très nombreuses discussions nous ont permis de mieux déterminer le problème.

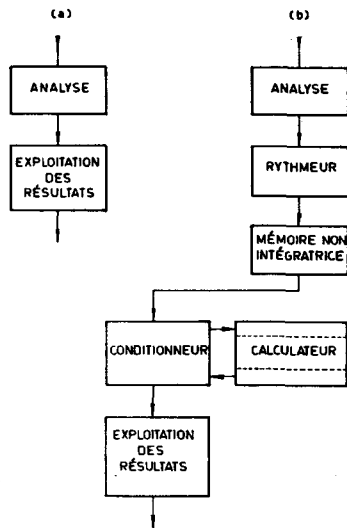


Figure 6

Possibilités d'association minimum et maximum des unités fonctionnelles. a) Utilisation d'unités fonctionnelles dans le cas le plus simple. b) Utilisation en multidimensionnel; en association avec l'unité de calcul.

RÉFÉRENCES

- [1] PAGÈS, A., L'électronique nucléaire — Nuclear Electronics II, AIEA, Vienne (1959), 289.
- [2] PAGÈS, A., *J. Phys. Radium* **21** (1960) 475.
- [3] AMRAM, Y., «Analyseur bidimensionnel type 2X3», vol. II du présent ouvrage, p. 73.
- [4] MAC MAHON, J. P., L'électronique nucléaire — Nuclear Electronics II, AIEA, Vienne (1959), 308.
- [5] WATERS, J. R. et BIRD, J. R., "Digital magnetic recording speeds nuclear experiments", *Nucleonics* **19**, 3 (1961) 70—75.
- [6] ALEXANDER, T. K., RIDDERING, H. G. et KENNEDY, J. M., A transistor magnetic core buffer store used as a De-randomizer. CREL-779 (1959).

AN AUTOMATIC DATA-TAKING SYSTEM

R. H. DEINERT AND L. A. CH. KOERTS

INSTITUTE FOR NUCLEAR PHYSICS RESEARCH, OOSTERRINGDIJK 18, AMSTERDAM-O
NETHERLANDS

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

An automatic data-taking system. A system has been constructed which makes it possible to do a series of measurements with the automatic use of a pulse-height analyser. Each of these measurements includes pulse-height analysis, recording of the experimental data and variation of parameters. The sequence of measurements is controlled by a prefixed and interchangeable programme. The programme is determined by the choice of connections on a removable patch-board. The system consists of a modified RCL-256-channel pulse-height analyser, ten fast binary scalers for the storage of parameters values, a punch-tape output including a parity check for all data and a control unit which can be programmed.

Dispositif de traitement automatique des données. Les auteurs ont mis au point un dispositif qui permet de faire automatiquement une série de mesures au moyen d'un analyseur d'amplitudes. Chacune de ces mesures comporte l'analyse de l'amplitude d'impulsion, l'enregistrement des données expérimentales et la variation des paramètres. La succession des mesures est soumise au contrôle d'un programme préétabli et interchangeable. Le programme est déterminé par le choix de connexions sur un répartiteur amovible. Le dispositif comprend un analyseur d'amplitudes à bande RCL-256, dix échelles binaires de comptage rapide pour l'emmagasinage des valeurs de paramètres, un organe d'extraction à bande perforée avec contrôle de parité de toutes les données, et un organe de commande qui peut être programmé.

Автоматическая система приема информации. Была построена система, дающая возможность автоматического проведения серии измерений с помощью анализатора амплитуды импульсов. Каждое из этих измерений включает анализ амплитуды импульсов, запись экспериментальных данных и измерение параметров. Последовательность измерений контролируется с помощью заранее установленной и взаимозменяемой программы. Программа определяется выбором соединений на доске для временных схем на штепселях. Система состоит из модифицированного канального анализатора амплитуды импульсов PCL-256, десяти быстрых бинарных пересчетных устройств для накопления значений параметров, выхода для перфорированной ленты, включая контрольное устройство для всех данных и контрольный блок, который может быть программирован.

Sistema automático de toma de datos. Los autores han construido un sistema que permite realizar automáticamente una serie de mediciones empleando un analizador de amplitud de impulsos. Cada medición comprende análisis de amplitud de impulsos, registro de los datos experimentales y variación de parámetros. El orden en que se efectúan las mediciones es controlado por un programa preestablecido e intercambiable, que se determina escogiendo las conexiones en un tablero de clavijas. El sistema consta de un analizador de amplitud de impulsos modelo RCL modificado, de 256 canales, de 10 escalímetros binarios rápidos para almacenamiento de los valores de los parámetros, de una salida en cinta perforada que incluye una comprobación de paridad para todos los datos, y de un aparato de control que puede ser programado.

I. Introduction

Counting experiments in general and scattering experiments in particular imply a number of similar measurements with a multi-channel analyser for different parameter values (e.g. the scattering angle). Under these circumstances automation can be useful.

Such an automatic system requires a provision to record the parameter values associated with each run and a control unit which governs not only the performance of the analyser, the output media and so forth, but also the adjustment of the parameters of the experiments. The automatic system described in this paper was built around a 256-channel RCL pulse-height analyser (vacuum-tube type 20611). The automatic system is presented schematically in the block diagram of Fig. 1 where the connections indicate the flow of information from the experiment to the recording units.

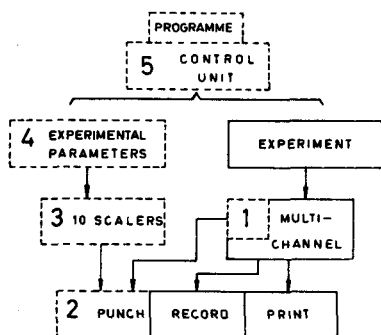


Fig. 1

Schematic block diagram of the automatic data-taking system. New components are indicated with dotted lines. The connecting lines represent the flow of information

Apart from the available multi-channel analyser the system contains new components numbered from 1 to 5 (drawn with interrupted lines).

The construction of the automatic system implies:

- (1) Reorganization of the function control in the analyser and extension of the stop conditions;
- (2) Construction of a punch-tape unit with error code;
- (3) Construction of ten binary scalars (15 MHz, 20 digits) for the storage of parameters of the experiments;
- (4) Construction of systems with digital output for measuring the parameters of the experiment;
- (5) Construction of a control unit with programming facilities.

In many cases commercially available apparatus can be used for the units mentioned under point (4), such as shaft digitizers for angle measurements and digital voltmeters or scalars. The lack of standardization in coding and input and output pulse forms however, presents a drawback for the application of industrial apparatus. For this reason most units mentioned under point (4) as well as the scalars mentioned under point (3) were designed and constructed at our laboratory. The punch-tape unit (point (2)) was designed and built by N. V. Electrologica, Amsterdam. A parity bit is included on the 5-hole punch tape. The new function control and stop conditions of the analyser will be treated in some detail as well as the control unit including the programming of the system.

II. The function of the analyser

The original version of the analyser featured a number of control switches which corresponded with certain electrical modes: the old functions.

Operations desired by the experimentalist could only be effected by actuating a number of these control switches in a specified order. It is therefore desirable for automatic as well as for manual operation to combine such sequences of electrical operations into new functions. The old functions were adapted to the specific circuitry of the analyser while the new functions correspond directly to the performance of the analyser as desired by the experimentalist. A list of new functions and the corresponding groups of old functions from which they are formed is given in Table I.

TABLE I

THE COMBINATIONS OF OLD FUNCTIONS WHICH ARE GROUPED TOGETHER INTO NEW FUNCTIONS IN THE CONTROL OF THE ANALYSER

New functions	Old functions
Accumulate	Accumulate + Hold
Selective storage	Selective storage + Accumulate + Hold
Display	Display + Hold
Test	Test + Display + Hold
Print	Print + Hold + Set LTI print mode + Set LTI "9"
Pen	Pen + Hold
Punch	
Log display	Log display + Display + Hold
Log pen	Log display + Pen + Hold
Complement	Complement + Display + Hold
Data Shift	Data Shift + Display + Hold
Clear memory "0"	Clear memory "0" + Display + Hold
Clear memory "65535"	Clear memory "65535" + Display + Hold
Set LTI "0"	Set LTI "0"

The function "Punch" was lacking in the pulse-height analyser and is now incorporated. The groups of old functions are the combination of steps prescribed by the old operating manual to complete the operation listed under the heading "New functions". The old "Hold" function plays a special role, which is the reason that it appears in all combinations with one exception. By closing the old "Hold" switch, a disturbance of the memory contents during the switching of functions is prevented. The "Hold" switch is therefore only allowed to be open when the old functions are working but closed during all switching.

The switching sequence is determined by this safety procedure. The sequence should be followed automatically if groups of old functions including the "Hold" function are to be combined. As an example the combination of the old functions F_1 , F_2 and H (Hold) into a new function F is presented in the diagram of Fig. 2.

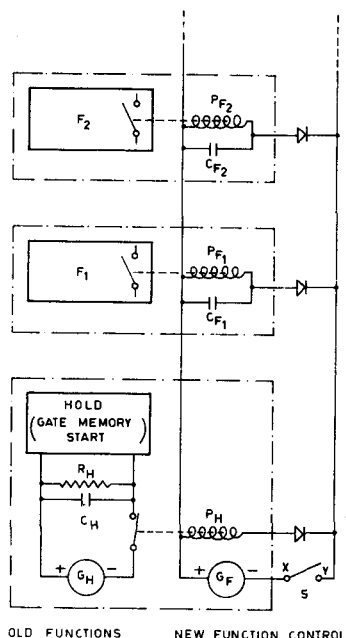


Fig. 2

Schematic diagram of the circuit which combines two old functions and the "Hold" function of the pulse-height analyser into a new unit

By closing S the new function F is switched on because the relays P_{F1} , P_{F2} and P_H become energized which cause the old function switches to be operated. The RC-network (R_H , C_H) is included in order to delay the "Hold" function with respect to the other functions as required. The new function F is switched off by opening S . The capacitors C_{F1} and C_{F2} shunting the relay coils of P_{F1} and P_{F2} cause the functions F_1 and F_2 to be disconnected later than the "Hold" function. The capacitor C_H gives a negligible delay when S is disconnected because the RC-time in the "Hold" circuit is now determined by C_H and the small internal resistance of G_H . The new functions are assembled as indicated in Fig. 2. The block indicated with the dotted line which contains the old "Hold" function is common to 13 of the new functions. Certain of the other old functions are also common to various new functions. The common part of the new function circuits is then contained by the dotted line around F_1 or F_2 . The old function "Display" for instance occurs in 6 new functions. The diodes are used for connections in order to keep the new functions independent.

The new arrangement simplifies manual operation of the pulse-height analyser and increases the scope of an automatic programme, because each programme point consists already of a number of old functions.

III. Stop-conditions of the analyser

The decision to stop accumulation of data in a pulse-height analyser is mostly taken on account of the total number of pulses accumulated in a certain region of an energy

spectrum ("preset count"). The parameter value on which most pulse-height analysers can stop is the time elapsed during a run ("preset time"). If variations in counting speed occur, "preset-count" is a better stop-condition than "preset time". The time stop is, in this automatic system, a control to prevent excessive duration of a run. To measure the total collected charge during the run it is necessary to read out the beam integrator at the moment the accumulation stops. Because the reading of the integrator is in digital form it is desirable to delay the stop until the integrator reads out. This can be done by constructing a conditional stop: after the number of pulses in the chosen region has reached the prescribed value, the integrator determines the moment of stopping the accumulation. In Fig. 3 a schematic block-diagram of a set-up constructed along these lines is shown. The dotted line encloses the "preset time" unit: two discriminators (I and II) set on the output of two decade units of the "Live-Time Indicator" provide signals to the "and" gate 3, whose output pulse is able to stop the analyser.

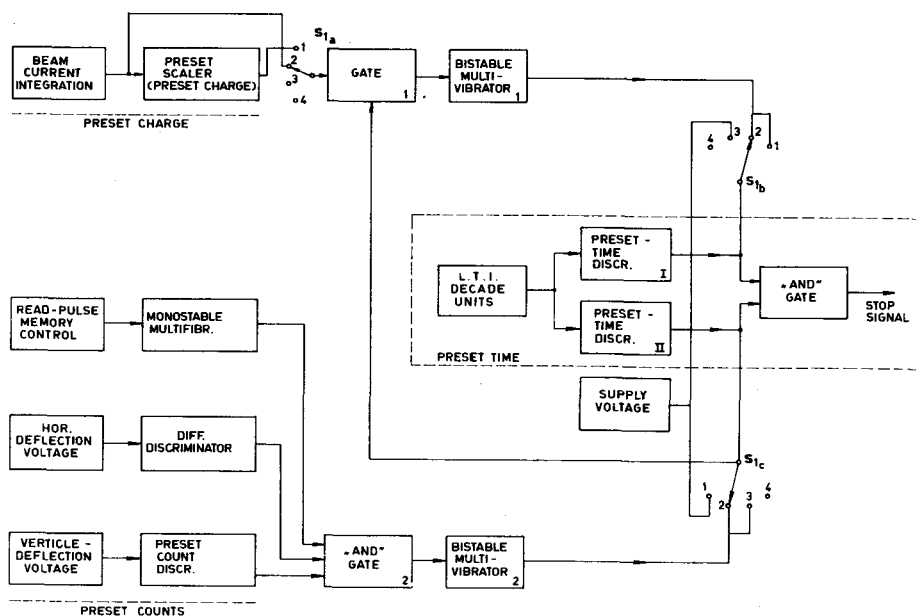


Fig. 3

Block diagram of the new stop conditions of the pulse-height analyser

Switch S_1 is drawn in the position the analyser will stop conditionally as described above. To realize the "preset-count" condition the signals from the deflection plates of the cathode-ray tube of the analyser are used. In order to define the preset-count region the horizontal deflection signal is fed into a differential discriminator. The output of his discriminator is fed into gate 2. The vertical-deflection voltage indicating the channel contents is fed into a discriminator. The output of this circuit, indicated by "preset-count discriminator", also reaches gate 2. To secure the right timing of this

discrimination, the read-pulse of the memory is fed into gate 2. Gate 2 gives an output pulse when the three input pulses are present. This information is stored with the aid of the bistable multi-vibrator 2 and coupled to the "and" gate 3. The pulses from the integrator are fed into gate 1, that is opened by the signal from the preset count line via S_{1C} . The first pulse from the integrator after the opening of the gate triggers the bistable multi-vibrator 1 and stops the accumulation via "and" gate 1. By means of the four position switch S_1 the following stop-modes are possible:

- Position 1 "Preset charge";
 2 Conditional stop (count and charge);
 3 "Preset count";
 4 "Preset time".

IV. The control unit

The task of the control unit is to insure that the system performs a sequence of functions, changes the experimental parameters and recycles automatically. In this way a series of measurements, each following a prescribed programme, can be done. The programme is determined by making connections on a patchboard. The patchboard and the step control will be discussed in some detail.

(a) THE PATCHBOARD

Fig. 2 shows that a function can be activated by closing the function switch. For automatization a many-position switch could be used which connects the negative terminal of the generator G_F to the points Y of the function switches. To make programming possible the connections between the points Y and the terminals of the many-position switch are led over a patchboard. The switch in this automatic system has 64 steps, so that there are 64 contacts ("step contacts") on the patchboard. This system is illustrated by the simplified block diagram of Fig. 4, where the thick lines represent the connections between the generator G_F and the various functions over the stepping switch and the patchboard. Each step of this sequence is specified by the connections made between the "step-contacts" and the various other contacts on the patchboard. These other contacts consist of the 14 "function contacts" (listed in Table I), 7 "group contacts" which specify the part of the memory to be used and 5 "condition contacts". These 5 "condition contacts" are used to stop the stepping switch until experimental parameters have been changed. The programming procedure consists of connecting a combination of "function", "group" and "condition" contacts to each "step contact". The programme repeats the cycle when all 64 tasks have been carried out. Cycles of a smaller number of steps can be chosen by means of a "reset contact" on the patchboard.

(b) THE STEP CONTROL

The stepping switch is controlled by a scale of 64, each configuration of the six binary stages corresponding to one switch position. The scale of 64 is driven by a pulse-generator so that the 64 "step contacts" of the patchboard are connected to G_F , one after the other. The timing of the steps cannot be determined by the pulse-generator alone, because the programme prescribes operations of varying duration. This is the reason for installing gate A so that the pulses from the 1-Hz generator can pass con-

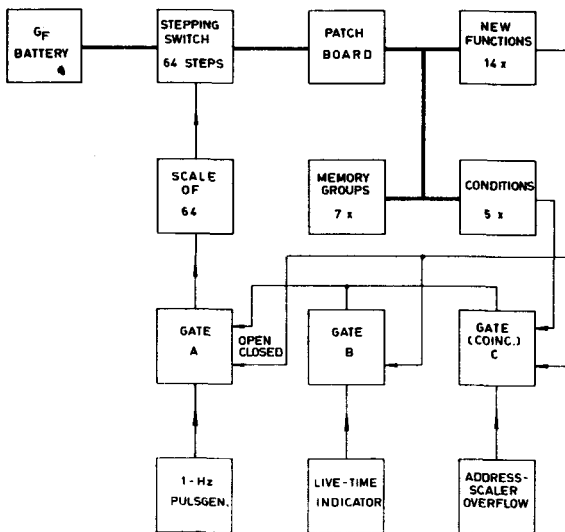


Fig. 4

Simplified block diagram of the control unit of the automatic data-taking system

ditionally. If no "condition contact" is connected on the patchboard one signal is always present on the coincidence-gate C. The activation of a function causes gate A to close, but the gates B and C to open. The gate A can then be opened again by signals from the "Live-Time Indicator" or the "Address-Scaler Overflow". The "Live-Time Indicator" incorporates the various accumulation stops treated earlier. The "Address-Scaler Overflow" gives a signal once a function has been performed which treats the analyser channels in numerical order (print, test etc.). Once gate A is opened again, the following generator pulse will cause the switch to step and the next programme point will be performed. The connection between gate C and the "condition" circuit makes it possible to close gate C so that a waiting period is created for changing the parameters of the experiment.

Conclusion

As has been indicated the modification of the analyser (function and stop control) has resulted in a more efficient manual operation of the instrument. With the construction of the control unit and the modification of the experimental apparatus to give digital output an automatic data-taking system resulted. The device saves time whenever an experiment consists of many similar runs.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors wish to thank Professor P. C. Gugelot for his interest during this work. The authors are indebted to H. A. L. Piceni, F. Udo and especially R. F. Rumphorst for helpful discussions and suggestions related to the construction of the system. They also

wish to thank Mr. L. C. Krabbendam of H.V.L., Brussels for his helpful advise during the earlier part of the work. The help of Miss M. J. Sieuwers in preparing the manuscript was greatly appreciated. This work forms part of the research programme of the Institute of Nuclear Physics Research in Amsterdam, financially supported by the Foundation for Fundamental Research of Matter (FOM) and the Organization of Pure Scientific Research (ZWO).

1024-КАНАЛЬНЫЙ ВРЕМЕННОЙ АНАЛИЗАТОР НА МАГНИТНОМ БАРАБАНЕ

И. А. РАДКЕВИЧ, В. В. СОКОЛОВСКИЙ, В. В. ВЛАДИМИРСКИЙ, Н. С. РЕЗВЯКОВ

и Г. В. РУКОЛАЙНЕ

СССР

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

A 1024-channel, magnetic-drum, time analyser. A 1024-channel time analyser with channel widths 0,2, 0,4, 0,8 and 1,6 μs ($\pm 0,1 \mu\text{s}$) has been designed and built for work with a mechanical neutron chopper. Choice of the smallest channel width, 0,2 μs , was determined by the minimum duration of neutron pulses obtained with the mechanical chopper. A magnetic-drum memory system with a fast electrostatic temporary memory was employed.

The data on the magnetic drum is recorded on an automatic register and on standard punched cards, which enable it to be handled in any computer.

Analyseur en temps à 1024 canaux avec tambour magnétique. On a mis au point et construit un analyseur en temps à 1024 canaux de largeurs: 0,2, 0,4, 0,8 et 1,6, $\pm 0,1 \mu\text{s}$, permettant l'emploi d'un sélecteur mécanique de neutrons. La largeur minimum des canaux, 0,2 μs , a été choisie conformément à la durée minimum de l'impulsion neutronique provoquée par le sélecteur mécanique. On a adopté un système de stockage sur tambour magnétique avec mémoire préliminaire rapide à potioscopes.

Les données sont transférées du tambour magnétique à la bande d'un enregistreur automatique et sur des cartes perforées d'un modèle courant qui permettent de les traiter à l'aide des calculatrices de tous modèles.

1024-канальный временной анализатор на магнитном барабане. Сконструирован и изготовлен 1024-канальный временной анализатор с шириной каналов (0,2; 0,4; 0,8; 1,6) $\pm 0,1$ мксек., предназначенный для работы с механическим прерывателем нейтронов. Минимальная ширина каналов 0,2 мксек. выбрана в соответствии с минимальной длительностью нейтронного импульса механического прерывателя. Выбрана система памяти на магнитном барабане с предварительной быстрой памятью на потенциоскопах.

Вывод данных с магнитного барабана производится на ленту самописца и на стандартные перфокарты, позволяющие производить обработку данных на любой вычислительной машине.

Analizador de tiempo de 1024 canales con tambor magnético. Se ha diseñado y construido un analizador de tiempo de 1024 canales, cuyas anchuras son (0,2; 0,4; 0,8; 1,6) $\pm 0,1 \mu\text{s}$; el aparato permite trabajar con un selector mecánico de neutrones. La anchura mínima de los canales, a saber, 0,2 μs , se adoptó en atención a la duración mínima del impulso neutrónico del selector mecánico. Se eligió un sistema de almacenamiento sobre tambor magnético con memoria preliminar rápida a base de potioscopos.

Del tambor magnético, los datos se transcriben a la cinta de un registrador automático y a fichas perforadas de tipo corriente que permiten efectuar el análisis de los datos con cualquier máquina calculadora.

Сконструирован и изготовлен 1024-канальный временной анализатор с шириной каналов (0,2; 0,4; 0,8; 1,6) $\pm 0,1$ мксек, предназначенный для работы с механическим прерывателем нейтронов [1]. Минимальная ширина каналов 0,2 мксек выбрана в соответствии с минимальной длительностью нейтронного импульса механического прерывателя. Поскольку обычные схемы временных анализаторов на электронных линиях задержки и схемах совпадений при большом числе каналов

являются слишком громоздкими, выбрана система памяти на магнитном барабане с предварительной быстрой памятью на потенциалоскопах.

Анализатор состоит из двух частей. Первая — предварительная „быстрая“ память собрана на двух потенциалоскопах ЛН-4 и является, по существу, трансформатором времени с коэффициентом трансформации, равным отношению скоростей записи и считывания [2]. Во второй части анализатора — „долговременной“ памяти — производится запись данных, поступающих с потенциалоскопов на магнитный барабан. Каждый канал барабана имеет 14 двоичных разрядов, что дает возможность записи в один канал ~ 16000 импульсов. Контроль работы анализатора осуществляется с помощью схемы, позволяющей вести непрерывное наблюдение записанного спектра на электронно-лучевой трубке.

Вывод данных с магнитного барабана производится на ленту самописца и на стандартные перфокарты, позволяющие производить обработку данных на любой вычислительной машине.

Предварительная „быстрая“ память

Начальный импульс (импульс I) (рис. 1), соответствующий моменту пролета нейтронов через затвор прерывателя, открывает триггер ворот кварцованного непрерывного генератора с периодом $\tau = 0,1$ мксек. Импульсы с ворот пересчитываются на 2, 4, 8, 16, что дает соответствующую ширину канала. Серия пересчитанных импульсов через формирующий каскад на лампе 6Э5П подается на вход двух последовательно соединенных пересчетных схем — пересчетной схемы „строк“ и „кадров“, которые вместе со схемами сложений формируют

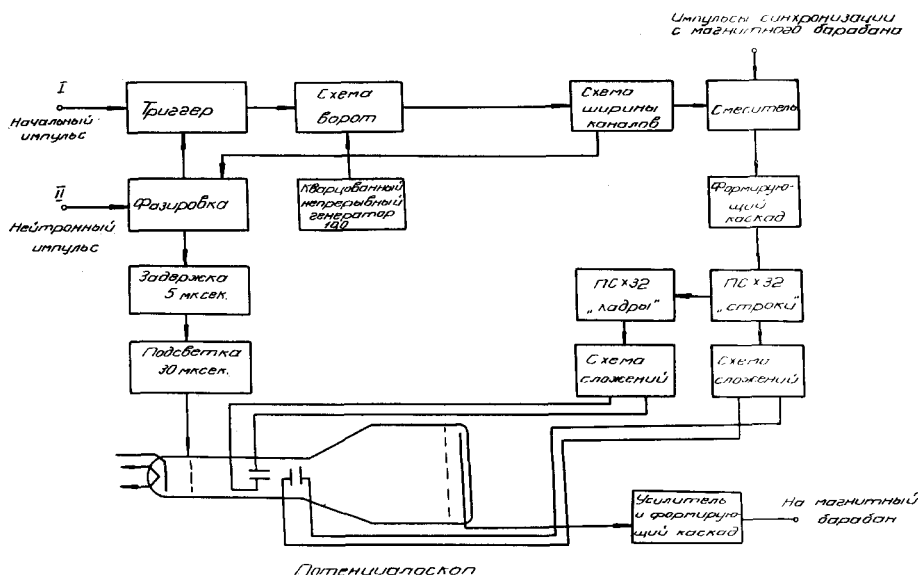


Рис. 1

Блок-схема устройства предварительной быстрой памяти на потенциалоскопах

ступенчатые строчную и кадровую развертки потенциоскопа. Пересчетная схема кадровой развертки собрана на лампах 6Н1П по обычной схеме. Для первых двух ячеек строчной развертки была разработана быстродействующая триггерная ячейка на двух лампах 6Ж9П, устойчиво работающая до частот ~ 7 мГц [7].

Нейтронный импульс (импульс II), пришедший через измеряемый интервал времени „Т“, закрывает триггер ворот, обрывая тем самым серию импульсов генератора. До поступления на триггер импульс II фазировка серии пересчитанных импульсов. Такая фазировка необходима для того, чтобы последний импульс серии всегда имел полную амплитуду. Несоблюдение этого требования может привести к нарушению работы пересчетной схемы строк; в частности, эффективность четных и нечетных каналов анализатора может стать различной. При отсутствии нейтронного импульса серия обрывается 1024 импульсом быстрой серии, получаемым с пересчетной схемы кадров. Так как пересчетные схемы разверток не имеют задержку порядка $\tau_3 \approx 2,4$ мксек, то быстрая серия возрастает на величину $\frac{\tau_3}{\tau_k}$ и будет равна при $\tau_k = 0,2$ мксек ~ 1036 импульсам. В результате к основному растру потенциоскопа из 1024 точек добавится число точек, равное $\frac{\tau_3}{\tau_k}$, которые совпадут с первыми точками основного раstra. Чтобы избежать записи в них, импульс подсветки блокируется. Блокировка осуществляется воротами, закрываемыми тем же 1024 импульсом, а импульс подсветки, подаваемый на ворота, задерживается на время $\tau_3 \approx 2,4$ мксек.

После прекращения серии импульсов генератора луч потенциоскопа, находящегося в режиме записи с запертым лучом, останавливается в точке, соответствующей числу импульсов серии, или, иначе говоря, измеренному интервалу „Т“, выраженному в единицах периода генератора „т“. Затем на модулятор потенциоскопа подается импульс подсветки длительностью ~ 30 мксек, осуществляющий запись, а канал нейтронного импульса блокируется во избежание ненужной подсветки нулевой точки раstra. Из сказанного ясно, что система предварительной „быстрой памяти“ может регистрировать один нейтронный импульс за одно открывание затвора прерывателя.

При считывании данных с потенциоскопа на вход тех же пересчетных схем подается медленная серия импульсов с дорожки синхронизации магнитного барабана, каждый импульс которой соответствует номеру канала. В результате луч пройдет по тому же растру, что и при подаче на пересчетные схемы быстрой серии.

При считывании луч потенциоскопа открывается. При его попадании в точки записи на сигнальной пластине возникают импульсы, которые после усиления и формирования посылаются на магнитный барабан. Одновременно происходит стирание записанного рельефа.

В устройстве применены два потенциоскопа, работающие попеременно. В то время, когда один производит запись, данные с другого переносятся на барабан. Для того, чтобы исключить потери в счете в момент переключения записи с одного потенциоскопа на другой, связанные с несинфазностью вращения барабана и механического прерывателя, нами использован следующий принцип коммутации потенциоскопов (рис. 2).

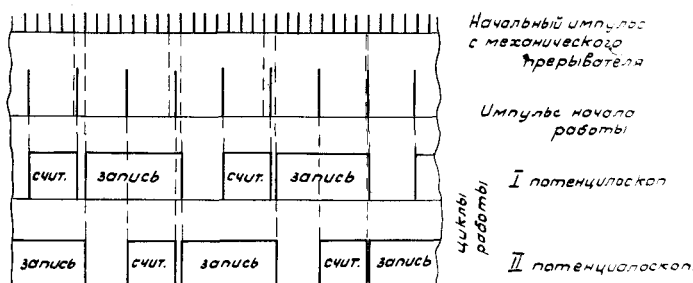


Рис. 2

Принцип коммутации потенциалоскопов в устройстве предварительной памяти

Полный цикл записи и считывания на каждом потенциалоскопе совершается за 4 оборота барабана. Запись происходит за 2 оборота, считывание за один и один оборот холостой. Наличие холостого хода дает возможность несколько менять момент переключения записи с одного потенциалоскопа на другой, фазирруя его с моментом открывания ротора механического прерывателя.

Это переключение осуществляется коммутирующим устройством, которое запускается импульсом начала работы барабана, записываемым несколько раньше серии импульсов синхронизации на отдельной дорожке.

Для измерения интервалов времени больших 1024τ мксек применена переменная задержка начала записи на времена от ~ 50 до ~ 3200 мксек. Схема задержки представляет пересчетную схему с коэффициентом пересчета 2048, на вход которой подаются импульсы с периодом $\tau = 1,6$ мксек.

Долговременная память

В многоканальных анализаторах времени пролета в качестве долговременной памяти используют обычно память на ферритовых колечках или, так называемую, последовательную память на барабанах [3] [5].

Подобные системы имеют помимо ряда достоинств один очень существенный недостаток: при каждом цикле записанное число воспроизводится вновь, поэтому при очень длительной непрерывной работе, при малой интенсивности счета (что обычно имеет место в большинстве физических экспериментов) такие системы не вполне надежны.

Более стабильной является система, так называемой, параллельной памяти, в которой чтение и запись производятся за один проход головки.

Записанная на дорожке информация читается с опережением по отношению к моменту записи. Это опережение обусловлено, главным образом, рассеянием магнитного поля в момент записи, благодаря чему намагничиваются и участки дорожки, находящиеся в данный момент на некотором расстоянии от головки. Небольшой вклад в опережение дает также рассеянное поле диполя магнитного покрытия барабана.

Максимальное значение амплитуды прочитанного импульса соответствует моменту записи, а передний фронт импульса определяет опережение.

Описанная в настоящей работе система параллельной памяти на магнитном барабане обеспечивает:

1. Быстродействие. За один оборот барабана может быть произведено до 500 операций.
2. Высокую стабильность работы. В параллельной системе памяти записывается только новое число. В описываемой системе стабильность повышается за счет того, что при добавлении единицы переписываются только изменившиеся разряды. В выходные каскады разрядов, которые при добавлении единицы не изменились, импульсы записи или стирания не подаются.

Принцип работы параллельной записи

На рис. 3 представлена упрощенная блок-схема системы записи. На отдельной дорожке с помощью специальной радиосхемы, входящей в комплект устройства, записано примерно 1030 импульсов. Эти импульсы в дальнейшем называются

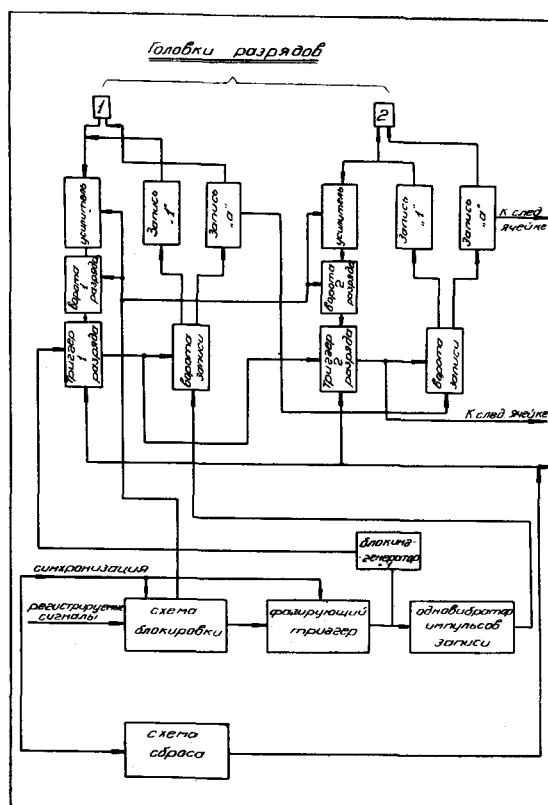


Рис. 3
Блок-схема памяти на магнитном барабане

импульсами синхронизации. Против „п“ места записи импульса синхронизации вдоль образующей барабана в двоичной системе записывается число отсчетов в „п“ канале. Каждый разряд записывается с помощью отдельной головки. Всего используется 14 разрядов, т.е. может быть записано 16383 импульса.

Емкость может быть легко увеличена без переделки схемы: достаточно добавить только нужное количество стандартных блоков (по одному на разряд). Каждая записывающая головка имеет две обмотки: одна обмотка соединена со схемой записи „1“, вторая со схемой записи „0“. Перед началом работы дорожки намагничиваются до насыщения, а затем для уменьшения фона слегка размагничиваются слабым током.

Запись „1“ соответствует перемагничиванию данного места на дорожке, а запись „0“ — восстановлению насыщенного состояния. Импульсы сброса на триггера разрядов подаются примерно в середине интервала между соседними каналами. Таким образом, к моменту чтения триггера всегда находятся в положении, соответствующем записи „0“. Если на дорожке записана „1“, то триггер импульсом с дорожки перевернется в состояние, соответствующее „1“. Таким образом на триггера разрядов переносится число, которое записано в данном канале.

Через 20 мксек после прохождения данного канала триггера возвращаются в „0“ состояние.

Триггера разрядов связаны друг с другом так, что образуют обычную пересчетную схему. Пусть в „п“ канале записано число 1001, и нужно добавить в этот канал „1“. Когда место на барабане, соответствующее „п“-каналу, будет находиться перед головками, то число, которое записано в данном месте, будет перенесено на систему триггеров, при этом на пересчетной схеме окажется число . . . 1001.

Пришедший с предварительной системы памяти добавочный импульс фазировается с помощью фазировочного триггера с сигналами синхронизации и подается на вход пересчетной схемы, после чего на схеме будет записано новое число . . .

1010 Примерно через 0,2 мксек после подачи на вход пересчетной схемы добавочного импульса срабатывает одновибратор импульсов записи формирующий сигнал длительностью 4 мксек. Этот сигнал подается на ворота записи, первого разряда. Ворота связаны с триггерами дорожек таким образом, что если на триггере записана „1“, то импульсы подаются в записывающую обмотку головки, если „0“, то в стирающую обмотку. Так как в рассматриваемом случае в первом разряде надо записать „0“, то импульсы записи подаются в стирающую обмотку и на дорожке записывается „0“. Одновременно со схемы записи „0“ импульс подается на ворота блока второго разряда. В этом разряде триггер находится в состоянии, соответствующем „1“. Сигнал записи пройдет через каскад записи „1“ и запишется на дорожке. На блок третьего разряда сигнал записи подан не будет, и остальные разряды останутся без изменения. При добавлении в этот же канал еще одной единицы сработает только первый разряд.

Усилитель считывания

Усилитель считывания (рис. 4) связан с головкой, поэтому при записи на вход усилителя попадают положительные импульсы с амплитудой более двухсот вольт и при стирании отрицательные импульсы примерно такой же амплитуды. Для уменьшения времени нечувствительности усилителя на его входе поставлен каскад,

ограничивающий амплитуду [6]. Кроме того, вход усилителя блокируется сигналами записи. Время нечувствительности длится около 10 мксек. Полное восстановление наступает через 40—50 мксек, на это время и блокируется усилитель.

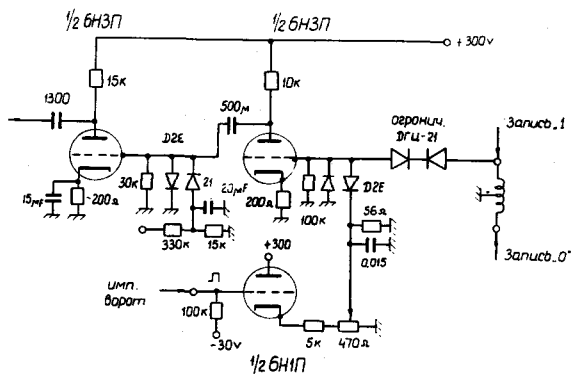


Рис. 4

Схема усилителя считывания

Вывод информации

1. Для визуального наблюдения за измеренным спектром сигналы со всех триггеров разрядов складываются таким образом, что амплитуда итогового импульса пропорциональна числу, записанному на триггерах. Итоговые сигналы подаются на осциллограф, развертка которого запускается в момент начала цикла, а длительность равна времени одного оборота барабана.

Система сложения сделана по известной системе сложения токов. К одному малому (600 ом) сопротивлению R подключены через различные сопротивления катодные повторители всех триггеров разрядов. Величина сопротивления, подключенного к 1 разряду, выбрана равной 5 мΩ, ко второму разряду 2,5 мΩ и т. д.

Поскольку величина R много меньше даже самого маленького сопротивления (в 14 разряде), то токи складываются практически независимо. Визуальное наблюдение применяется только для контроля работы системы в процессе измерения, поэтому тщательного подбора сопротивлений не проводилось.

Система вывода данных на перфоратор

На рис. 5 представлена блок-схема системы вывода на перфоратор (ПР-80) данных, записанных на магнитном барабане.

Пусть на пересчетной схеме адреса записан „0“. Триггер ворот разрядов находится в положении, при котором ворота разрядов числа открыты и на триггера разрядов поочередно переносятся числа, записанные в каналах. К началу записи каналов на развертке магнитного барабана нерасчетная схема номера канала находится в сброшенном состоянии.

При приходе импульса от перфоратора (или генератора), сигнализирующего о готовности к работе, срабатывает фазирующий триггер. Импульс начала записи

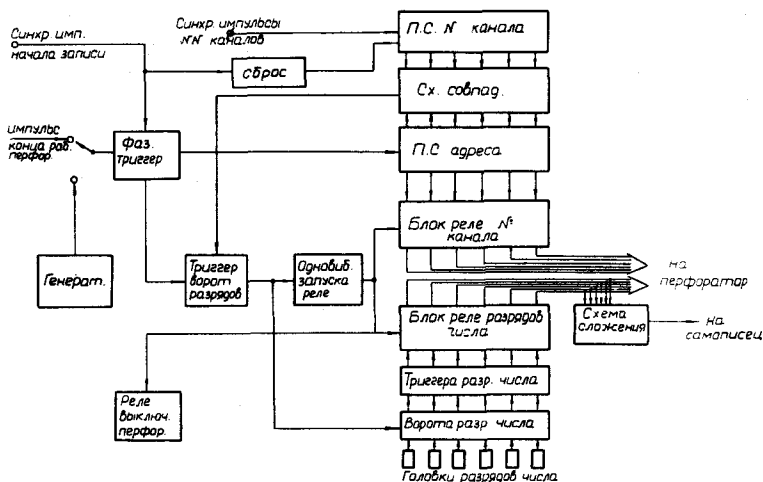


Рис. 5

Блок-схема вывода данных с магнитного барабана

возвращает триггер в первоначальное состояние. При этом на пересчетную схему адреса посылается сигнал и на ней запоминается число 1. Через 20—30 мксек после прихода импульса начала записи на вход пересчетной схемы номера канала начинают поступать импульсы синхронизации. Так как на пересчетной схеме адреса записана 1, то по приходе первого импульса на пересчетную схему номера канала, на схеме совпадений появится сигнал, который опрокинет триггер ворот разрядов. При этом ворота разрядов закроются, отключатся сигналы сброса триггеров разрядов и на них останется записанным число отсчетов в первом канале. Одновременно триггер ворот разрядов запускает одновибратор реле. При этом те реле, которые связаны с триггерами, находящимися в состоянии, соответствующем записанной в данном разряде единице, сработают, и на них будет перенесено число с триггеров разрядов.

Одновременно с пересчетной схемы адреса переносится записанное на ней число на реле номера канала. После замыкания всех реле на перфоратор подается сигнал „начало работы“. Число с блоков реле переносится на перфокарты.

После окончания работы перфоратора на фазирующий триггер поступает сигнал, в пересчетную схему адреса добавляется 1 и триггер, а ворота разрядов открывается. Схема готова к переписи числа во втором канале.

Время перенесения данных на перфоратор занимает около 15 минут.

Для передачи информации на самопишущий потенциометр (самописец) используются свободные контакты реле блока разрядов чисел. К этим контактам подключены специально отобранные сопротивления. Сложение токов проводится также, как это описано выше.

Поскольку ток на общем весьма малом сопротивлении определяется только величинами сопротивлений в цепях (лампы отсутствуют), то не представляет труда подобрать сопротивления так, чтобы напряжение на выходе цепи было пропорционально записанному числу с точностью лучшей 0,5%.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] КАЛЕБИН, С. М. и ВЛАДИМИРСКИЙ, В. В., Механический нейтронный прерыватель, подвешенный в магнитном поле. Будет опубликовано в ПТЭ.
- [2] ШТРАНИХ, И. В., Диссертация, ФИАН СССР (1954).
- [3] HIGINBOTHAM, W. A., Доклад P/806 на Женевской конференции по мирному использованию атомной энергии (1955).
- [4] ОФЕНГЕНДЕН, Р. Г. и КОТОВА, В. Г., Многоканальный анализатор импульсов с магнитным запоминающим устройством. Доклад на сессии АН УССР.
- [5] ЦИТОВИЧ, А. Н., Доклад 2188 на 2 Женевской конференции по мирному использованию атомной энергии (1959).
- [6] РАДКЕВИЧ, И. А., СОКОЛОВСКИЙ, В. В. и РЕЗВЯКОВ, Н. С., ПТЭ, № 3 (1960) 144.
- [7] СОКОЛОВСКИЙ, В. В., РУКОЛАЙНЕ, Г. В., РАДКЕВИЧ, И. А. и РЕЗВЯКОВ, Н. С., ПТЭ, № 3 (1960) 92.

МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ВРЕМЕННЫЕ АНАЛИЗАТОРЫ С ПАМЯТЬЮ НА ПОТЕНЦИАЛОСКОПАХ

К. Г. ИГНАТЬЕВ, И. В. КИРПИЧНИКОВ и С. И. СУХОРУЧКИН
СССР

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

Multichannel time-analyser with an electrostatic memory tube. The Academy of Sciences of the USSR has built two multichannel time-analysers with an LN-4 electrostatic memory tube for pulse analysis. These analysers are at present being used for various kinds of measurements; they have the following characteristics:

Number of channels — 1024 and 2048,
Channel time width — from 0.2 μ s upwards,
Channel capacity — 4096 pulses and 1024 pulses,
Analyser trigger frequency — up to 1000 per second,
Pulse load — up to 1000 pulses per second.

Measurement results are given by the analysers in the form of graphs and numerical data on perforated cards.

Analyseur en temps à plusieurs canaux, avec mémoire à potentiostopes. A l'Institut de physique théorique et expérimentale de l'Académie des sciences de l'Union soviétique, on a construit deux analyseurs d'impulsions en temps, à plusieurs canaux, avec mémoire à potentiostopes du type LN-4. A l'heure actuelle ils sont employés pour diverses mesures; leurs caractéristiques sont les suivantes:

Nombre de canaux — 1024 et 2048 respectivement
Largeur des canaux en temps — égale ou supérieure à 0,2 μ s
Capacité des canaux — 4096 et 1024 impulsions
Fréquence de déclenchement maximum des analyseurs — 1000 fois par seconde
Charge maximum — 1000 impulsions par seconde.

Les résultats des mesures sont communiqués par les analyseurs sous forme de graphiques et de données numériques sur cartes perforées.

Многоканальные временные анализаторы с памятью на потенциоскопах. В ИТЭФ АН СССР были созданы два многоканальных временных анализатора импульсов с „памятью“ на потенциоскопах ЛН-4. В настоящее время они используются в различных измерениях и имеют следующие характеристики:

число каналов — 1024 и 2048;
временная ширина каналов от 0,2 мксек. и больше;
емкость каналов — 4096 имп и 1024 имп;
частота запуска анализатора до 1000 раз в сек;
величина загрузки до 1000 имп/сек.

Результаты измерений выдаются анализаторами в виде графиков и числовых данных на перфокартах.

Analizador multicanal de tiempo con tubo de memoria electrostático. En el Instituto de Física Teórica y Experimental de la Academia de Ciencias de la Unión Soviética se han construido dos analizadores multicanales de tiempo con un tubo de memoria electrostático LN-4 para el análisis de impulsos. Estos analizadores, que se utilizan actualmente para efectuar diversos tipos de mediciones, tienen las siguientes características:

Número de canales: 1024 y 2048
Anchura de los canales: a partir de 0,2 μ s

Capacidad de los canales: 4096 y 1024 impulsos

Frecuencia de disparo del analizador: hasta 1000 por segundo

Carga: hasta 1000 impulsos/s

Los analizadores expresan los resultados de las mediciones en forma de gráficos y de datos numéricos en fichas perforadas.

В ИТЭФ АН СССР в течение нескольких лет проводятся работы в области нейтронной спектроскопии по методу измерения времени пролета с „мигающим“ пучком циклотрона [1]. С целью дальнейшего повышения точности измерений, разрешающей способности и более эффективного использования пучка были созданы два многоканальных временных анализатора импульсов с „памятью“ на потенциалоскопах ЛН-4.

Результаты измерений выдаются анализаторами в виде графиков (на самописцах типа ЭПП-09) и числовых данных на перфокартах, которые обрабатываются на вычислительной машине. О первом варианте многоканального временного анализатора было сообщено ранее [2]. Так как оба анализатора принципиально одинаковы, то ниже дается описание одного из них (рис. 1).

Взаимодействие блоков анализатора

Измерение времени между запуском анализатора и приходом исследуемого сигнала ведется по количеству импульсов, которые пропускает схема совпадений (4) на „пересчетку каналов“ (5, 5а, 6, 6а). Источником импульсов служит генератор (10), стабилизированный кварцем с периодом 0,2 мксек, либо делитель частоты (11) (период 1 мксек и больше). Схема совпадений (4) управляется триггером (3), который включается в начальный момент времени и выключается, когда поступает исследуемый сигнал. Включение осуществляет через линию задержки (2) пусковой заперты блок (1). Он же предварительно устанавливает „пересчетку каналов“ в исходное состояние.

„Пересчетка каналов“ — двоичная из 11 каскадов. Первые пять каскадов — каскадные на лампах 6НЗП с разрешением 0,1 мксек, а последние 6 каскадов — простые на триодах 6Н1П с разрешением 2 мксек.

Последовательные состояния каскадов „пересчетки каналов“ посредством триодных токосуммирующих схем — „ключей“ (7) [3] преобразуются в ступенчатые противофазно нарастающие напряжения. Они подаются через катодные повторители (18) на отклоняющие пластины потенциалоскопов и образуют прямоугольный (32 × 64 точки) точечный растр. Каждая точка растра (канал) соответствует строго определенному времени. Возможное повторение работы „пересчетки каналов“, т.е. неверное определение времени, предотвращается вспомогательным триггером (8), который по возвращении последнего каскада „пересчетки каналов“ в исходное состояние (после набора 2048 импульсов) дает команду для выключения управляющего триггера (3). Производимый „пересчеткой каналов“ счет времени останавливается, когда поступает исследуемый сигнал. Пройдя через схемы совпадений (19 и 20), блокирующие вход анализатора, и через фазирующую ячейку (21 и 22) [4], сигнал отпирает блок (23). Импульс от блокинга (23) выключает управляющий триггер (3), схема совпадений (4) запирается, счет времени прекращается, и начинается работа регистрирующей части анализатора.

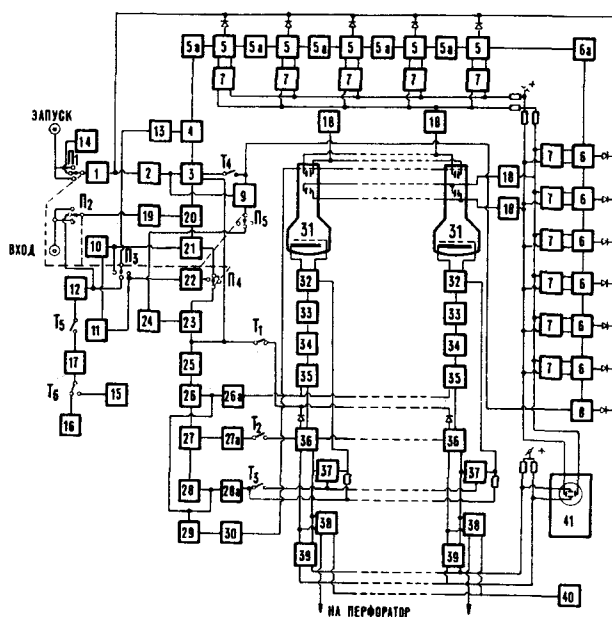


Рис. 1

Блок-схема многоканального анализатора импульсов

1. Пусковой блокинг, 2. линия задержки, 3. управляющий триггер, 4. схема совпадения, 5. пересчетный каскад, 5а. катодный повторитель, 6. пересчетный каскад, 6а. катодный повторитель, 7. „ключи“, 8. вспомогательный триггер, 9. схема совпадений, 10. генератор импульсов, 11. делитель частоты, 12. блокинг „регенерации“, 13. инверторный каскад, 14. пусковая кнопка, 15. механический прерыватель самописца, 16. механический прерыватель перфоратора, 17. формирующий каскад, 18. катодный повторитель, 19. схема совпадений, 20. схема совпадений, 21. фазирующая ячейка I, 22. фазирующая ячейка II, 23. блокинг остановки, 24. блокирующий фантастрон, 25. одновибратор „задержки“, 26. одновибратор „считывания“, 26а. катодный повторитель, 27. одновибратор „ввода I“, 27а. катодный повторитель, 28. одновибратор „записи“, 28а. катодный повторитель, 29. смеситель, 30. выходной каскад подсветки потенциалоскопов, 31. потенциалоскоп, 32. мост нейтрализации, 33. усилитель, 34. дискриминатор, 35. „входная“ схема совпадений, 36. каскад „пересчетки количества“, 37. „выходная“ схема совпадений, 38. поляризованное реле, 39. „ключи“ количества, 40. самописец, 41. двухлучевой осциллограф

П₁, П₂, П₃, П₄, П₅ — переключатель

Т₁, Т₂, Т₃, Т₄, Т₅, Т₆ — тумблеры

В анализаторе имеется „пересчетка количества“ (36) поступивших в данный канал сигналов. На ней устанавливается то число, которое было записано ранее на потенциалоскопах (31) в данной точке раstra. Затем число увеличивается на единицу и записывается на потенциалоскопы в той же точке раstra (т.е. в том же канале). Эта операция идет в следующем порядке: от импульса блокинга остановки (23) запускается одновибратор „задержки“ (25), а „пересчетка количества“ (36) приводится в исходное состояние. В это время (10 мксек) устанавливаются отклоняющие напряжения на потенциалоскопах. Затем включается одновибратор „считывания“ (26), (26а). Подсвечиваются потенциалоскопы и отпираются „входные“ схемы совпадений (35). Импульсы, полученные с потенциалоскопов,

проходят через усилители (33), дискриминаторы (34) и через „входные“ схемы совпадений (35) устанавливают на каскадах „пересчетки количества“ (36) прочитанное число. После этого одновибратор „ввода 1“ (27, 27а) дает импульс, который вводится в „пересчетку количества“, и число, записанное на ней, увеличивается на единицу. Запускается одновибратор „записи“ (28, 28а). Он подсвечивает потенциалоскопы, отпирает „выходные“ схемы совпадений (37), и новое число, т.е. новые состояния каскадов пересчетки количества, записывается на потенциалоскопах. На этом регистрация исследуемого сигнала заканчивается.

Чтобы анализатор не принимал исследуемые сигналы, пришедшие вслед за регистрируемым, и не проходило ложного увеличения количества импульсов в данном канале, вход анализатора закрывается схемой совпадений (20).

В момента записи числа на потенциалоскопы на вход усилителя (33) попадает большой сигнал. Он сильно уменьшается „мостом нейтрализации“ (32) [3], но все-таки загружает усилитель. Пока не окончатся переходные процессы (~ 80 мксек) считывание числа может быть неточным. На это время вход анализатора также запирается при помощи блокирующего фантастрона (24) и схемы совпадений (19).

Для получения результатов измерений необходимо пройти по всем точкам раstra (каналам), в каждой из них перенести числа с потенциалоскопов на „пересчетку количества“ и с нее снять показания на график или перфокарту.

Для этого у самописца и перфоратора имеются механические прерыватели (15, 16). Они с помощью формирующего каскада на тиратроне (17) и запертого блокинга (12) дают импульсы, которые посылаются на „пересчетку каналов“ и на вход анализатора.

Кнопкой (14) запускается анализатор, и в дальнейшем его работа проходит в том же порядке, как и при измерении, только отсоединяются „ввод 1“, а управляющий триггер (3), выключающийся от вводимых в анализатор импульсов, включается задерженными импульсами от фантастрона (24).

Показания „пересчетки количества“ повторяются на реле (38) (типа РП-5), включенными в анодные цепи каждого из каскадов пересчетки. Эти реле позволяют просуммировать токи на сопротивлениях и получить отклоняющее напряжение для самописца (40) и, кроме того, выбить числа в двоичной системе на перфокартах. Кроме того наблюдение за ходом измерения проводится на двухлучевом осциллографе (41).

2048-канальный анализатор используется и как двухмерный анализатор времени задержки импульса и его амплитуды. Для этого амплитуда исследуемого импульса преобразуется на фантастроне в длительность, и в соответствии с нею отпираемый блокинг-генератор выдает определенное количество импульсов (с интервалом в 2,5 мксек), они подаются на последние пять каскадов „пересчетки каналов“, а первые шесть каскадов измеряют время задержки. Анализатор в этом случае разбивается на 32 временных анализатора (по 64 канала), работающих одновременно. Каждый из них дает временные измерения для своего определенного интервала амплитуд. В качестве иллюстрации приводится двухмерный спектр γ -лучей от резонансного захвата медленных нейтронов в гафнии (рис. 2). При отключении первых шести каскадов „пересчетки каналов“ анализатор работал как 32-х канальный амплитудный анализатор.

Загрузки при измерениях, проводившихся с данными анализаторами, не превышали 100 имп/сек. Это обстоятельство позволило отказаться от записи данных

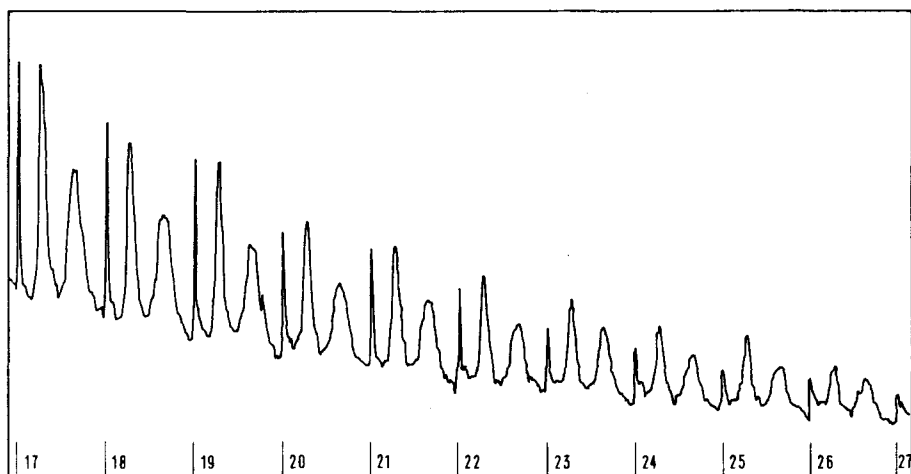


Рис. 2

Часть двухмерного амплитудно-временного спектра γ -лучей от резонансного захвата медленных нейтронов в гафнии

на магнитную пленку [2] и ограничиться регистрацией только одного импульса за период, что упростило схему и повысило надежность ее работы.

Эксплуатация анализаторов показала, что стабильность работы в большой мере зависит от качества источников питания. При наладке анализаторов необходимо также производить тщательный отбор потенциалоскопов по качеству фокусировки и по амплитуде импульса.

Соблюдение этих условий позволяет обеспечить надежную и устойчивую работу анализаторов в течение длительного времени.

В монтаже схем, наладке и эксплуатации анализаторов принимали участие сотрудники лаборатории Солдатов А. Н., Харитонов А. Д. и Павлов В. В., которым авторы выражают искреннюю благодарность.

Авторы также с благодарностью вспоминают дружескую помощь, оказанную при наладке схем сотрудниками математического отдела института т. т. Авдеевым Н., Боровлевым С. и Латышевым Ю. А.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] НИКИТИН, С. Я., ГАЛАНИНА, Н. Д., ИГНАТЬЕВ, К. Г., ОКороков, В. В. и СУХОРУЧКИН, С. И., „Измерения полных нейтронных сечений изотопов урана-233, урана-235, плутония-239 методом „мигающего“ пучка.“ Доклад на Женевской конференции (1955).
- [2] ИГНАТЬЕВ, К. Г. и СУХОРУЧКИН, С. И., „Многоканальный временной анализатор импульсов на потенциалоскопах.“ Доклад на IV Всесоюзной конференции по ядерной радиоэлектронике, апрель (1959).
- [3] ЛАУТ, В. И. и ЛЮБОВИЧ, А. А., „Запоминающее устройство на электронно-лучевых трубках быстродействующей электронной счетной машины Академии наук СССР“ (1957).
- [4] ИГНАТЬЕВ, К. Г., КИРПИЧНИКОВ, И. В. и СУХОРУЧКИН, С. И., Спектрометр нейтронов с „мигающим пучком“ циклотрона. ПТЭ, № 4 (1959) 25.

СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЙ И РЕГИСТРАЦИЙ НА 256 КАНАЛОВ

И. С. КРАШЕНИННИКОВ, С. С. КУРОЧКИН, И. П. ПАСЕЧНИКОВА, О. А. САФОНОВ И
А. С. ТУЧИНА
СССР

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

A 256-channel measuring and recording system. The paper discusses a system of measuring and recording units intended for use in a wide range of physical experiments.

The basis of the system is a 256-channel register unit with a channel capacity of 2^{16} and a control unit. The system is executed on ferrite cores and transistors.

The arithmetic element of the register unit makes it possible to perform adding and subtracting operations. The time of a complete cycle up to the memory is $20 \mu\text{s}$. In the control unit, the basic controls, such as the settings for registering, counting and recording, can be combined in any order, which gives a much wider range of application as compared with normal equipment.

The frequency of the control unit is taken from a 4-Mc/s quartz generator.

As measuring units the system employs a pulse-amplitude-to-cipher code converter with a conversion time of $0.25 \mu\text{s}$ per channel, integral non-linearity better than 0.1%, differential non-linearity less than 4%, zero drift less than 0.2 V and channel-width instability less than 0.4%, for lengthy periods.

The converter system employs tubes. The time selector, which employs transistors, has a channel width from 1 to $64 \mu\text{s}$; the channel-width instability is less than 10^{-4} . The logic of the circuit is such as to permit registration of incomplete pulses into the channel for channel widths of more than $8 \mu\text{s}$.

The unit used to convert small time-intervals (10^{-9} — 10^{-7} s.) into a unitary cipher code has a time resolution of about 2×10^{-5} s. and a channel width stability better than 10^{-2} .

From the memory unit the information can be passed either in an analogue form to an oscillograph tube or in the form of cipher code to a printer and indicator lamps.

Un système de mesure et d'enregistrement à 256 canaux. Le mémoire étudié un système de circuits de mesure et d'enregistrement, destiné à des expériences de physique extrêmement variées.

Le système comporte comme éléments principaux un circuit enregistreur à 256 canaux, avec une capacité d'enregistrement par canal de 2^{16} coups, et un circuit de commande, les deux circuits étant à ferrites et transistors.

La conception arithmétique du circuit enregistreur en assure le bon fonctionnement, tant pour l'addition que pour la soustraction.

La durée du cycle complet d'appel à la mémoire est de $20 \mu\text{s}$. Dans le circuit de commande, les opérations essentielles — addition, enregistrement, etc. — peuvent être combinées dans n'importe quel ordre, ce qui permet de donner à l'appareil des applications beaucoup plus variées que ce n'est le cas dans les appareils existants.

La fréquence du circuit de commande est assurée par un générateur à quartz de 4 MHz.

Le système utilise, pour le circuit de mesure, un dispositif transformant les amplitudes des impulsions en un code numérique, avec un temps de transformation de $0,25 \mu\text{s}$ par canal, une non-linéarité totale inférieure à 0,1%, une non-linéarité différentielle inférieure à 4%, une dérive de zéro inférieure à 0,2 V et une instabilité de largeur de canal inférieure à 0,4% pendant un temps prolongé.

Le circuit du transformateur est muni de tubes. La largeur de canal du sélecteur de temps varie de 1 à $64 \mu\text{s}$. L'instabilité de largeur des canaux est inférieure à 10^{-4} . La logique du système permet d'enregistrer les impulsions incomplètes reçues par le canal, pour une largeur de canal supérieure à $8 \mu\text{s}$. Le circuit est équipé de transistors.

Le transformateur des petits intervalles de temps (10^{-9} à 10^{-7} s) comporte, dans un code numérique simple, une résolution du temps de l'ordre de $\sim 2 \cdot 10^{-5}$ s et une stabilité de largeur de canal supérieure à 10^{-2} .

Le circuit mémoire permet d'exploiter les résultats, soit sous forme analogique par oscillogramme, soit sous forme numérique sur machine à imprimer et lampes témoins.

Система измерений и регистраций на 256 каналов. В докладе обсуждается система измерительных и регистрирующих блоков, предназначенная для широкого круга физических экспериментов.

Основой системы является 256 канальный блок регистрации с емкостью канала 2^{16} и блок управления, выполненные на ферритах и транзисторах.

Арифметическое устройство блока регистрации обеспечивает работу как в режиме суммирования, так и в режиме вычитания.

Время полного цикла обращения к памяти — 20 мксек. В устройстве управления основные команды, такие как установка регистров, считывание, запись и т.д., могут комбинироваться в любой последовательности, что позволяет значительно расширить функции прибора по сравнению с известными приборами.

Тактовая частота устройства управления задается кварцевым генератором на 4 мгц. В качестве измерительных блоков в системе используются следующие: преобразователь амплитуд импульсов в цифровой код со временем преобразования 0,25 мксек на канал, интегральной нелинейностью лучше $\sim 0,1\%$, дифференциальной нелинейностью менее 4% , дрейфом нуля менее 0,2 в и нестабильностью ширины каналов менее $0,4\%$ в течение длительного времени.

Схема преобразователя выполнена на лампах. Временной селектор имеет ширину канала от 1 до 64 мксек. Нестабильность ширины каналов менее 10^{-4} . Логика схемы допускает регистрацию неполных импульсов в канал при ширине канала более 8 мксек. Схема выполнена на транзисторах.

Преобразователь малых временных интервалов (10^{-9} — 10^{-7} сек) в единичный цифровой код имеет временное разрешение $\sim 2 \cdot 10^{-5}$ сек и стабильность ширины канала лучше 10^{-2} .

Вывод информации из блока памяти возможен в аналоговой форме на осциллографическую трубку и в цифровом виде на печатающую машинку и индикационные лампочки.

Sistema de medición y registro de 256 canales. Los autores describen un sistema de dispositivos de medición y registro que puede utilizarse en una extensa serie de experimentos de física.

Este sistema, que consiste fundamentalmente en un dispositivo de registro de 256 canales con una capacidad de 2^{16} por canal y en un dispositivo de mando, está constituido por núcleos de ferritas y transistores.

El elemento aritmético del dispositivo de registro permite efectuar operaciones de adición y sustracción.

La duración de un ciclo completo hasta la "memoria" es de 20 μ s. En el dispositivo de mando, el registro, el recuento y la inscripción pueden ajustarse y combinarse en el orden que se desee; esto da al nuevo sistema un campo de aplicación mucho más amplio que el del equipo corrientemente utilizado.

Un generador de cuarzo de 4 MHz establece la frecuencia para el dispositivo de mando.

En el sistema se utilizan los siguientes dispositivos de medición: un convertidor de amplitud de impulsos en clave de cómputo numérico con un tiempo de conversión de 0,25 μ s por canal, una desviación de linealidad integral inferior a 0,1 por ciento, una desviación de linealidad diferencial inferior al 4 por ciento, una deriva del cero inferior a 0,2 V y una inestabilidad a largo plazo de anchura de canal inferior a 0,4 por ciento.

- Para el circuito de conversión se utilizan válvulas. El selector de tiempo, para el que se emplean transistores, tiene una anchura de canal variable entre 1 y 64 μ s; la inestabilidad de esta anchura es inferior a 10^{-4} . El circuito está concebido de forma que permite registrar en el canal impulsos incompletos para anchuras de canal superiores a 8 μ s.

El convertidor utilizado para expresar intervalos breves de tiempo (10^{-9} a 10^{-7} s) en una clave de cómputo numérico simple tiene un tiempo de resolución del orden de $2 \cdot 10^{-5}$ s y una estabilidad de anchura de canal superior a 10^{-2} .

La información acumulada en la "memoria" puede transmitirse en forma analógica a un tubo oscilográfico y, en clave de cómputo numérico, a un aparato impresor y a lámparas indicadoras.

Современные методы экспериментальной ядерной физики требуют создания многоканальных приборов с запоминающими устройствами достаточно большой емкости и набором блоков, позволяющих измерять амплитудные и временные распределения импульсов с детекторов ядерных излучений с последующим автоматическим выводом результатов измерения в цифровом и аналоговом виде. В связи с этим представляется целесообразным комплексное проектирование приборов с общей системой регистрации, обслуживающей набор измерительных блоков, в отличие от узкоспециализированных приборов для амплитудного, временного и др. анализа [1] [2] [3].

Ниже приводится описание основных блоков системы и их отдельных узлов. Блок-схема системы приведена на рис. 1.

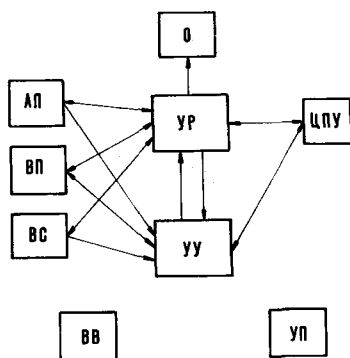


Рис. 1

Блок-схема системы

АП — преобразователь амплитуды в цифровой код; ВП — преобразователь малых временных интервалов в цифровой код; ВС — временной селектор; О — осциллограф; УР — устройство регистрации; УУ — устройство управления; ЦПУ — цифropечатающее устройство; ВВ — высоковольтный стабилизированный выпрямитель; УП — устройство питания

Устройство регистрации, устройство управления, временной селектор и др. устройства системы выполнены из стандартных элементов на транзисторах и ферритах.

1. Устройство регистрации

Блок-схема устройства регистрации показана на рис. 2. Запоминающее устройство выполнено на ферритах по системе совпадающих токов, имеет 256 каналов памяти с емкостью каждого канала 2^{16} .

Запоминающее устройство имеет ферритовую матрицу памяти, адресную часть, арифметическую часть и источники импульсного питания матрицы. Все элементы выполнены на транзисторах.

Адресная часть состоит из регистра адреса (РА), построенного на статических триггерах, двух диодных дешифраторов и тридцати двух ключей с трансформаторами для передачи импульсов тока считывания и записи в матрицу.

нескольким параметрам. Сигнал переполнения регистра выполняет роль командного импульса, он дает команду запрета цикла регистрации.

Установка регистра в нулевое состояние производится внешним импульсом от устройства управления.

Арифметическая часть содержит арифметический регистр (АУ), усилители чтения сигналов с матрицы и генераторы кодовых импульсов тока.

Число из матрицы передается в арифметический регистр параллельным кодом через усилители чтения.

Наличие на входе каждого триггера управляемой схемы „ИЛИ“ позволяет выбирать импульс переноса с любого выхода предыдущего триггера. Таким образом устанавливается режим суммирования, либо вычитания. Выбор режима осуществляется тумблером, задающим нужный потенциал на управляющие входы всех схем „ИЛИ“. Схемы „ИЛИ“ имеют также импульсное управление для блокировки сигналов переноса, возникающих при приеме кода из матрицы.

Потенциальные выходы триггеров управляют соответствующими генераторами кодовых импульсов тока, выходы которых непосредственно связаны с кодовыми обмотками матрицы.

Импульсы тока, равные половине тока перемагничивания, протекают через кодовые обмотки при записи в данный разряд канала „0“.

Возбуждающий сигнал от триггеров поступает на генераторы кодовых импульсов через двухтактные усилители.

Выходные сигналы усилителей используются также для получения аналогового представления числа, записываемого в матрицу, с последующим выводом их на У-усилитель осциллографа системы.

При наборе информации арифметический регистр работает в режиме суммирования (или вычитания) единицы. Установка регистра в состояние „0“ осуществляется внешним импульсом. Время необходимое для чтения, добавления единицы, записи и установления в исходное состояние регистров равно 20 мксек.

Индикация статических состояний триггеров осуществляется с помощью блокинг-генераторов, питающих неоновые лампы. Блокинг-генераторы возбуждаются выходными напряжениями триггеров.

2. Устройство управления

Устройство управления состоит из двух частей: программного устройства и таймерного устройства.

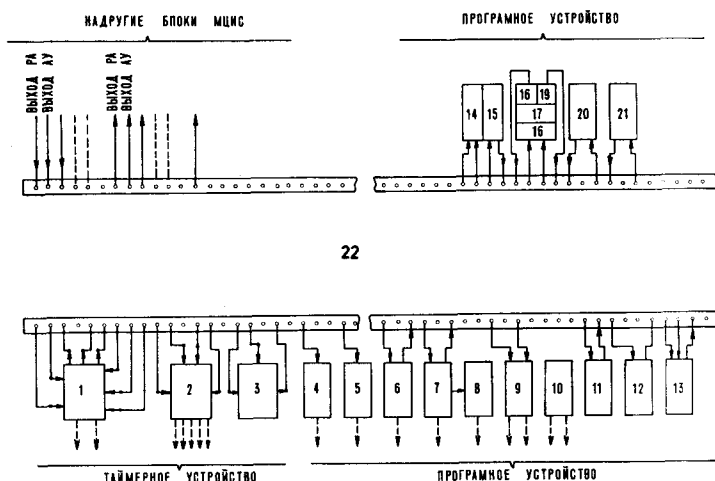
1. Программное устройство (рис. 3) включает:

1. Ряд блокинг-генераторов с линиями задержки, обеспечивающих последовательную во времени подачу командных сигналов на другие блоки в соответствии с выбранной программой.

2. Ряд логических схем: синхронизирующее устройство, состоящее из схемы „ИЛИ“ (16), пересчетной бинарной ячейки (17) и двух формирующих блокинг-генераторов (18, 19), нормально открытого ключа (13) и ключа (15), управляемых триггером (14).

Все шины устройства управления и других блоков делятся на коммутируемые и постоянные (на схеме обозначены пунктиром). Коммутируемые шины устройства управления и других блоков, такие как входные шины командных блокинг-генераторов, входные, выходные и установочные шины АУ, РА, ПТ-1, ПТ-2 и пр., выведены на разъемы передней коммутационной субпанели.

Программы набраны на специальных съемных колодках с разъемами — своеобразных ДЗУ на диодах, переключателях и реле. Ответные разъемы установлены в блоке.



22

Рис. 3

Блок-схема устройства управления

1 — задающий генератор с коммутацией; 2 — ПТ-1; 3 — ПТ-2; 4 — блокинг-генератор установки в „0“ АУ; 5 — блокинг-генератор установки в „О“ РА; 6 — блокинг-генератор подпрограммы считывания; 7 — блокинг-генератор подпрограммы записи; 8 — блокинг-генератор кода; 9 — триггер команды вычитания; 10 — блокинг-генератор досчета; 11 — блокинг-генератор пуска; 12 — блокинг-генератор, формирующий на входе РА; 13 — ключ импульсно-потенциальный; 14 — триггер; 15 — ключ импульсно-потенциальный; 16 — схема „ИЛИ“; 17 — триггер; 18 и 19 — блокинг-генераторы формирующие; 20 — блокинг-генератор, формирующий на входе АУ; 21 — блокинг-генератор, формирующий на входе РА; 22 — коммутационная панель

2. Таймерное устройство (рис. 4) включает:

а) Кварцованный задающий генератор (1), работающий на частоте 4 мГц; две бинарные пересчетные ячейки (2) с эмиттерными повторителями (3), понижающие частоту задающего генератора до 1 мГц и служащие одновременно схемой пропускания, управляемой триггером (4); быстрое декадное пересчетное устройство (5), понижающее частоту задающего генератора до 100 кГц; импульсно-потенциальный ключ (6), управляемый триггером (7); блокинг-генераторы (8), формирующие импульсы.

б) Пересчетное устройство ПТ-1 на 10^5 , состоящее из пяти феррито-транзисторных декад (9) с регулируемым коэффициентом пересчета и скоростью счета 100 кГц, соединенных между собой через схемы „ИЛИ“ (10) для ввода дополнительных импульсов на каждую декаду отдельно; формирующих блокинг-генераторов (11) на входе, на выходе и сбросе.

в) Пересчетное устройство ПТ-2 на 10^3 , состоящее из трех аналогичных феррито-транзисторных декад (12) с формирующими блокинг-генераторами (13) на входе, выходе и установке в нулевое состояние.

Система имеет следующие программы работы:

1. Амплитудный анализ и анализ функций — нахождение статистических распределений по амплитудам импульсов и ординатам функций. Программа работы

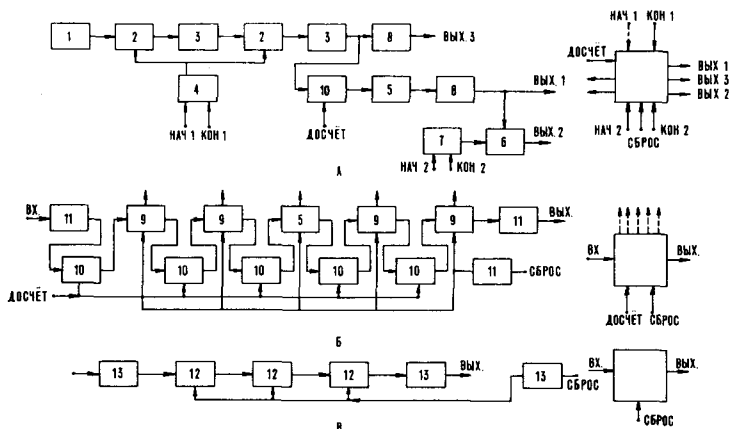


Рис. 4

Элементы таймерного устройства:

- блок-схема задающего генератора с коммутацией;
- блок-схема пересчетного устройства таймера на 10^5 (ПТ-1);
- структурная схема пересчетного устройства таймера на 10^3 (ПТ-2).

при амплитудном анализе достигается путем подключения элементов УУ в нужной последовательности, чтобы осуществить цикл операций установки в состояние „0“ РА и АУ, ввода данных из входного блока, считывания, добавления единицы в АУ и записи результата по тому же адресу.

Каждый цикл программы вызывается импульсом с датчика, поступающим после того, как закончена запись предыдущего результата.

Пересчетные схемы таймерного устройства ПТ-1 и ПТ-2 при этом соединяются последовательно и регистрируют „мертвое“ или рабочее время по импульсам, поступающим из входного амплитудного устройства.

2. При временной селекции элементы таймерного устройства соединены по схеме, приведенной на рис. 5.

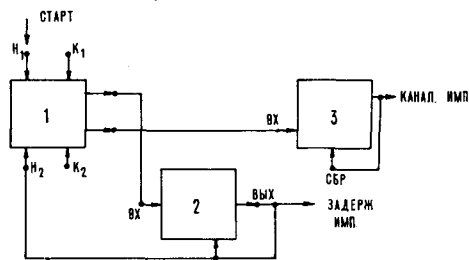


Рис. 5

Схема соединений элементов таймерного устройства в программах временной селекции
1 — задающий генератор с коммутацией; 2 — ПТ-1; 3 — ПТ-2

Таймерное устройство обеспечивает как задержку стартового импульса, так и выдачу серии импульсов, период повторения которых определяет ширину каналов селектора (канальные импульсы). Задержка импульсов может устанавливаться от 10 мксек до 1 сек с точностью 0,25 мксек и может изменяться ступенчато через 10 мксек; ширина каналов может регулироваться от 1 мксек до 1 мсек.

Цикл операций включает запись, установку АУ в состояние „0“, добавление „1“ очередного канального импульса в РА, считывание, ввод данных в АУ из входного блока.

3. При временном анализе обеспечивается цикл операций введения кода адреса в РА, считывания числа по выбранному адресу, добавления „1“ к считанному числу и записи полученного числа по этому же адресу.

4. Программа-установки в состояние „0“ всей системы (памяти и регистров). В соответствии с этой программой данные из каждого канала памяти выводятся в АУ и осуществляется установка АУ в состояние „0“ АУ. После установки памяти в состояние „0“ производится окончательная установка всех регистров в состояние „0“.

5. Программа проверки прибора позволяет последовательно (путем добавления единицы в РА) адресоваться во все каналы памяти и вводить в них последовательно через арифметические устройства по единице. При нормальной работе прибора на осциллографе наблюдается картина равномерного заполнения каналов. При выходе из строя отдельных элементов регистрации наблюдаются „выпады“ каналов, связанных с этими элементами.

Прибор имеет 4 программы вывода данных.

6. Программа наблюдения. По этой программе по каждому адресу производится цикл считывания-записи, в результате которого число из памяти выводится в АУ и в аналоговой форме поступает на У-усилитель осциллографа.

7. Программа отсчета. По этой программе выбирается любой адрес путем добавления соответствующего числа импульсов в РА, после чего следует программа наблюдения и перезапись его по данному адресу. Число, записанное в этом канале, может быть определено по индикационным лампочкам АУ или отпечатано на цифropечатающем устройстве.

8. Программа печати включает операции установки в состояние „0“ АУ и ПТ-1, добавления „1“ в РА, считывания, записи, обращения кода и досчета.

Пересчетные устройства таймера используются при этом как регистры чисел для преобразования чисел из двоичного кода в десятичный и для печати и включаются, как показано на рис. 6.

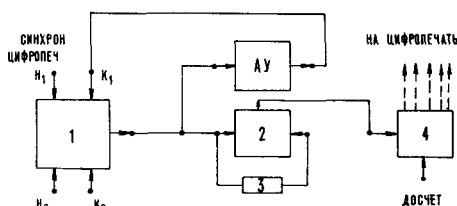


Рис. 6

Схема соединений таймерного устройства в программе „печать“

1 — задающий генератор; 2 — схема „И“; 3 — линия задержки; 4 — ПТ-1

Все изложенные программы работы рассматриваются лишь как типовые; они далеко не исчерпывают возможностей системы. Конструктивно УУ оформлено так, что возможна смена программных вставок и, следовательно, программ в соответствии с разнообразными требованиями экспериментаторов.

3. Входные устройства системы

В системе используется несколько типов входных устройств, описание которых приводится ниже.

1. Временной селектор. Структурная схема временного селектора, разработанная под руководством И. И. Рогушина, приведена на рис. 7.

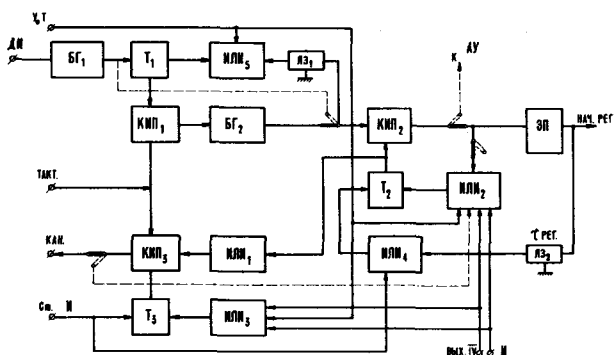


Рис. 7

Блок-схема временного селектора

Ди — импульсы с датчиков; СТИ — стартовый импульс; Зад. СТИ — задержанный стартовый импульс; Каи — кодовые импульсы адреса (канальные импульсы); Вых. 1У — импульс заполнения регистра РА; Нач. рег — импульс начала операции регистрации; УсТ — импульс установки триггеров в состояние „О“; Такт — тактовые импульсы; Рег — время регистрации

Работа преобразователя в режиме „быстрого“ преобразования протекает следующим образом. На преобразователь поступает стартовый импульс, а затем сигналы с датчика. Стартовый импульс поступает одновременно и в устройство управления, а из последнего в преобразователь поступают задержанный стартовый импульс и каналные импульсы (КИ). Период чередования КИ может быть выбран от 1 мксек до 1 мсек. Он определяет ширину канала временного преобразователя.

В цифровой код преобразуются интервалы времени между моментом прихода задержанного стартового импульса и моментами прихода сигналов.

Стартовый импульс переводит T_2 и T_3 в такое состояние, при котором КЛИП₂ и КЛИП₃ не пропускают каналные импульсы (начальное состояние). Задержанный стартовый импульс переводит триггеры T_2 и T_3 в состояние, когда импульсно-потенциальный ключ КЛИП₂ подготовлен к пропуску импульсов от КЛИП₁, а КЛИП₃ пропускает каналные импульсы на вход регистра адреса.

С приходом сигнала с датчика триггер T_1 переводится в такое состояние, при котором очередной тактовый импульс проходит через КЛИП₁, формируется на

вает дискриминатор верхнего уровня (ДВУ). Это приводит к тому, что начальный импульс дискриминатора (Д), пройдя каскады блокировки (B_2), антисовпадений (AC_2) и совпадений (CC_2), через каскады предварительного амплитудного отбора (AC_1) и (CC_1) запускает триггер (T_1). Триггер (T_1) включает схему линейного разряда (ЛР), ключ КЛ1, через который проходят импульсы генератора на регистр адреса, а также схему блокировки (B_1) зарядного устройства. Каскад быстрого разряда (БР) удерживается триггером T_1 в запертом состоянии. Кодовые импульсы с выхода КЛ1 запускают триггер (T_2), который включает схему блокировки (B_2), запрещающую прохождение импульсов дискриминатора (Д) во время линейного разряда и регистрации.

При достижении первоначального потенциала на конденсаторе „С“ дискриминатор (ДНУ) возвращается в исходное состояние и его импульс через схему (ИЛИ-1) поступает на схему совпадений (CC_3), открытую по второму входу триггером (T_1).

Сформированный импульс с выхода (CC_3) через каскад фазировки (Φ_2) возвращает триггер (T_1) в исходное состояние. При этом прекращается поступление кодовых импульсов и обрывается блокировка (ЗУ) и (БР).

Триггер (T_2) возвращается в исходное состояние импульсом окончания регистрации, поступающим от устройства управления через схему (ИЛИ-2).

Схемы (AC_2) и (CC_2) участвуют в работе преобразователя при наличии управляющих импульсов. Контролируя прохождение импульса дискриминатора (Д), они обеспечивают режим совпадения и антисовпадения с заданным временным сдвигом между управляющим и измеряемым импульсами.

Каскады (Φ_1) и (Φ_2) фазируют импульсы, управляющие триггером (T_1), с очередными импульсами генератора (Г) для устранения неопределенности числа кодовых импульсов, поступающих на регистр адреса. Одновременно устраняется влияние различия порогов первого триггера регистра адреса, обусловленного двумя его состояниями, на ширину каналов.

Дискриминаторы (ДВУ) и (ДНУ) имеют независимую регулировку порогов, для того чтобы иметь возможность проводить измерения в узком участке спектра. Для этой же цели, а также для измерений по нескольким переменным (двумерный анализ с малым числом каналов) коэффициент преобразования имеет несколько значений (2:1, 1:1, 1:2, 1:4, 1:16).

Помимо измерения амплитуд импульсов, преобразователь может измерять мгновенные значения функций по команде, поступающей от устройства управления на вход дискриминатора (Д). В этом случае серия импульсов с частотой 1 мГц поступает в арифметический регистр блока регистрации.

Интегратор (И), указанный на блок-схеме, дает возможность измерять относительное „мертвое“ время системы, а ключ (КЛ2), управляемый триггером (T_2), пропускает импульсы, необходимые для нормировки полученных измерений, на вход таймерного устройства.

Преобразователь имеет следующие параметры: нелинейность амплитудной характеристики 0,4%, нестабильность ширины канала — менее 0,4%, дрейф нуля характеристики — менее 0,2 в, время преобразования на канал составляет 0,25 мсек, диапазон входных импульсов 0,2—60 вольт.

Преобразователь сохраняет спектрометрические параметры при загрузке на входе выше 100 000 имп/сек (на уровне, соответствующем первому каналу).

Для работы в режиме амплитудного анализа система имеет высококачественный усилитель с коэффициентом усиления $K = 10000$.

Осциллограммы некоторых спектров, снятые на приборе, приведены на рис. 9.

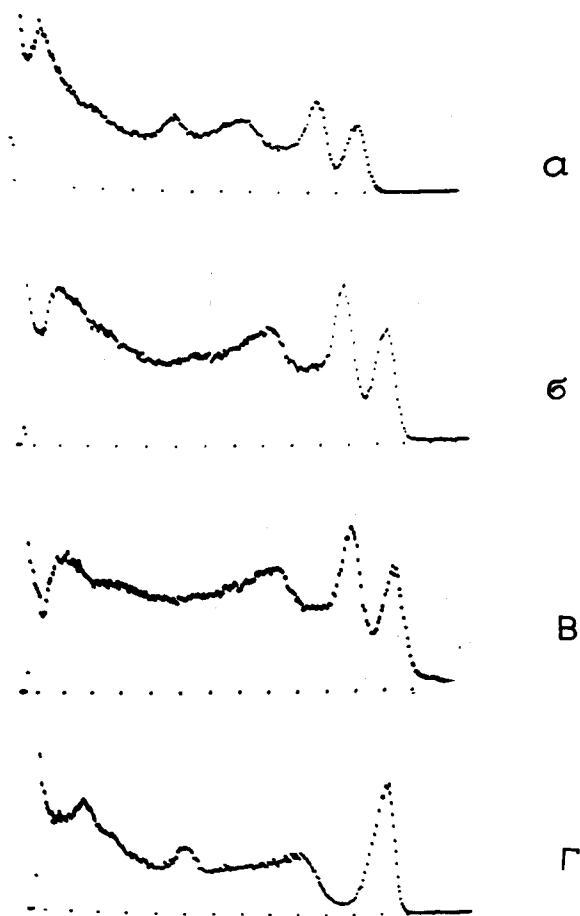


Рис. 9

Спектрограммы, полученные на приборе*

- а) спектр Co^{60} при загрузке 1000 имп/сек;
- б) спектр Co^{60} при загрузке 50.000 имп/сек;
- в) спектр Co^{60} при загрузке 100.000 имп/сек;
- г) спектр Zn^{65}

* ПРИМЕЧАНИЕ: На спектрограмме Co^{60} при загрузке 1000 имп/сек лишний фотопик с энергией 662 кев вызван загрязнением датчика изотопом Cs^{137}

3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ МАЛЫХ ВРЕМЕННЫХ ИНТЕРВАЛОВ, разработанный под руководством Е. И. Рехина, использует принцип нониуса [5] [6]. Основная и нониусная

шкалы времени задаются двумя генераторами, которые запускаются импульсами, сдвинутыми во времени, от двух датчиков.

Момент совпадения импульсов генераторов выделяется быстрой схемой совпадения; число импульсов одного из генераторов от момента запуска до момента срабатывания схемы совпадений представляет единичный код измеряемого интервала времени, который поступает в регистр адреса блока устройства регистрации.

Ширина канала такого анализатора равна разнице периодов генераторов.

Блок-схема преобразователя приведена на рис. 10.

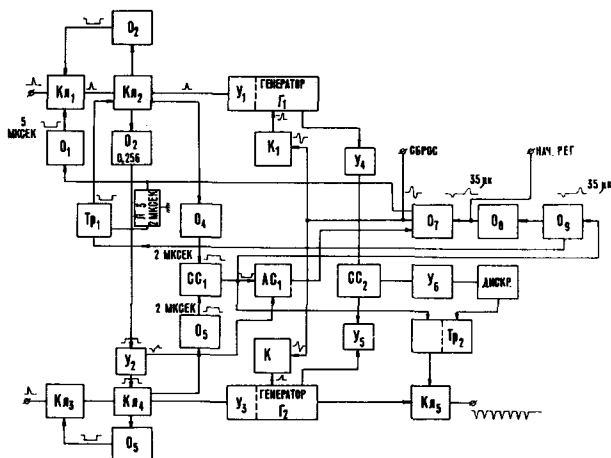


Рис. 10

Блок-схема преобразователя малых временных интервалов в цифровой код

Входные импульсы до поступления на вход схем запуска генераторов проходят через каскады амплитудной и временной селекции (АС1 и СС1). Временной интервал будет измеряться лишь в том случае, если он меньше 256 нсек.

Входные ключи первого канала преобразователя $Kл_1$ и $Kл_2$ нормально открыты, и импульс от датчика, пройдя через них, запускает одновибратор O_3 , длительность импульса которого составляет 256 нсек. Этот импульс открывает ключ $Kл_4$ второго канала. С помощью одновибраторов O_4 и O_5 отбираются импульсы только такой амплитуды, которая обеспечивает надежный запуск генераторов и минимальную временную дисперсию.

Выходной импульс ключа K_2 запускает быстрый одновибратор O_2 , который закрывает вход 1-го канала преобразователя на время 2 мксек. С выхода B_2 импульс через усилитель Y_1 запускает генератор Γ_1 .

С выхода ключа K_4 второго канала так же, как и в первом канале, сигнал через O_6 закрывает вход второго канала (ключ $к_2$) и запускает генератор G_7 .

Выходной импульс медленной схемы совпадения (C_1) через одновибратор O_9 запускает триггер Tr_1 , который закрывает ключ $Kл_2$ первого канала на время кодирования и регистрации.

Импульсы с выхода обоих генераторов через усилители $У_4$, $У_5$ поступают на вход быстрой схемы совпадений ($С_2$), которая выделяет момент совпадения

импульсов. Через дискриминатор отбора совпадений D_1 триггер T_2 возвращается в исходное состояние и закрывает ключ K_{L5} , обрывая цуг импульсов, поступающий в регистр адреса.

Если сигнал присутствует только на входе первого канала преобразователя, то срабатывает схема антисовпадений AC_1 , одновибратор O_7 , и через катодный повторитель K_1 генератор первого канала останавливается.

Преобразователь имеет фиксированное мертвое время, которое определяется суммарной длительностью импульсов одновибраторов O_7 , O_8 , O_9 , включенных последовательно. Импульс одновибратора O_7 устанавливает регистр адреса в „0“, останавливает генераторы через катодные повторители K_1 и K_2 с задержкой в 1 мсек, опрокидывает триггер T_1 , который открывает вход первого канала.

Одновибратор O_8 дает сигнал начала регистрации. Одновибратор O_1 исключает влияние конечного мертвого времени одновибратора O_7 , запирая вход первого канала на это время.

Преобразователь имеет следующие параметры: нестабильность ширины канала преобразователя за 8 часов работы менее 2%, разрешающее время преобразователя в режиме самосовпадений при работе от сцинтилляционного датчика не больше 1 нсек.

Разрешающее время при измерении совпадений Co^{60} — 4 нсек.

Дифференциальная нелинейность, полученная путем измерения случайных интервалов от двух сцинтилляционных счетчиков, менее 3%.

4. Выходные устройства системы

В качестве выходных устройств системы используется цифропечатающее устройство — осциллоскоп.

1. Цифропечатающее устройство, разработанное под руководством С. П. Салова, состоит из цифропечатающего механизма и электромагнитного привода.

Блок-схема цифропечатающего устройства приведена на рис. 11.

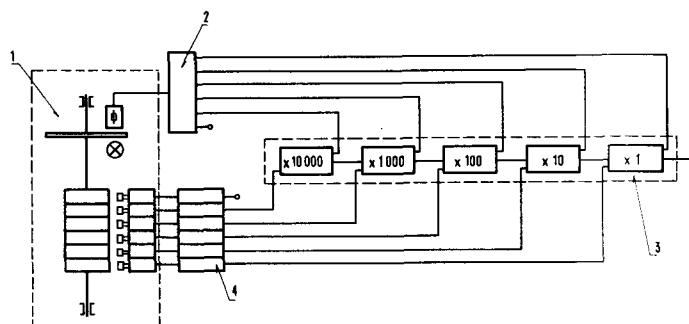


Рис. 11

Блок-схема цифропечатающего устройства

1 — цифропечатающий механизм; 2 — усилитель импульсов досчета; 3 — электронный декадный счетчик; 4 — электронный привод электромагнитов

На рабочем вале находится цифровой барабан и диск с 10 отверстиями, нанесенными на половине диска. Мимо цифрового барабана проходят красящая и бумажная ленты. За бумажной лентой против каждого разряда цифрового барабана расположены печатающие молоточки. Цифры на цифровом барабане совпадают с отверстиями в диске по углу.

За первый полуоборот вала в регистр набирается число, которое необходимо напечатать. Цифровой барабан, вращаясь, подставляет первую цифру под печатающий молоточек, одновременно с фотозлемента посылается сформированный импульс на вход каждой декады регистра. Если в одной из декад было „записано“ число 9, то с приходом первого импульса досчета эта декада перейдет в состояние „0“, а с ее выхода на привод соответствующего электромагнита молоточка поступит запускаящий импульс. Электромагнит сработает и печатающий молоточек отпечатает цифру. Так как на цифровом барабане цифры расположены в обратном порядке (9, 8, 7, 6, 5, 4, 3, 2, 1, 0), то на бумажной ленте будет отпечатана цифра „9“. Таким же образом происходит печать цифр в каждом разряде числа.

Счетчик номера канала отсчитывает обороты цифрового барабана. Показания счетчика номера канала набираются в специальных декадах, расположенных в машинке, и отпечатываются на бумажной ленте рядом с числом в данном канале.

Скорость вывода чисел — 3 числа в сек.

2. Система имеет осциллограф для вывода данных в аналоговой форме. Схема осциллографа включает усилители горизонтальной и вертикальной развертки и два блокинг-генератора подсвета луча. Сигнал горизонтальной развертки поступает в осциллограф с весовых сопротивлений триггеров регистра адреса; импульсы, представляющие аналоговую форму числа, поступают с весовых сопротивлений триггеров арифметического регистра.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В докладе описаны лишь типовые программы работы системы и применяемые при этом типовые входные устройства.

Конструктивно система разработана так, что позволяет изменять как входные устройства, так и программы работы.

В настоящее время разрабатывается серия других входных устройств и программ их работы для проведения многомерного анализа, пространственно-временного анализа измерений со многими датчиками и т. д.

В заключение авторы благодарят Ш. И. Барилко, И. И. Рогушина, Е. И. Рехина, В. В. Елдашева, С. П. Салова и других сотрудников, принимавших участие в разработке отдельных блоков системы.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] SHUMMAN, R. E. *et al.*, *Rev. Sci. Instr.* **27** (1956) 675.
- [2] CHUMMAN, R. W., *Rev. Sci. Instr.* **27** (1956) 685.
- [3] ЦИТОВИЧ, А. П., II-я Международная конференция по мирному использованию атомной энергии, Женева, сентябрь (1958).
- [4] МАТАЛИН, Л. А., и др. ПТЭ, № 3 (1960) 54.
- [5] COTTINI *et al.*, *Nuovo Cimento* **IV**, No. 6 (1956) 1550.
- [6] РЫБАКОВ, Б. В., и др., Спектрометрия быстрых нейтронов, Атомиздат (1958).
- [7] BAY, Z. *et al.*, *IRE Trans. EC-5*, №. 4 (1956) 213.

VI.

CLASSICAL ELECTRONICS

(SESSION 6)

A HIGHLY STABLE PULSE-HEIGHT DISCRIMINATOR

K. KANDIAH

ATOMIC ENERGY RESEARCH ESTABLISHMENT, HARWELL, DIDCOT
UNITED KINGDOM

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

A highly stable pulse-height discriminator. Direct-coupled trigger circuits require pulses of large amplitude when used for accurate pulse-height discrimination. Sensitive pulse-height discriminators using the incremental characteristics of diodes have been described in the literature. These use AC coupling round the feedback loop and suffer from the disadvantage of having the threshold dependent on input pulse shape. This paper describes a new trigger circuit using transistors and semiconductor diodes which can be used as a pulse-height discriminator of high accuracy for current pulses. This trigger circuit has the advantages of high sensitivity and independence of pulse shape over a wide range.

Discriminateur d'amplitudes d'ultra-stable. Les circuits de déclenchement à couplage direct exigent des impulsions de grande amplitude lorsqu'ils sont utilisés pour opérer une discrimination précise des amplitudes d'impulsions. Des discriminateurs d'amplitude sensibles fondés sur les propriétés amplificatrices des diodes sont décrits dans plusieurs ouvrages. L'inconvénient de ces appareils, qui emploient un couplage autour de la boucle de réaction, est que le seuil dépend de la forme de l'impulsion à l'entrée.

L'auteur décrit un nouveau circuit de déclenchement qui emploie des transistors et des diodes à semi-conducteurs et peut être utilisé comme discriminateur d'amplitude d'impulsion de grande précision pour les impulsions de courant; il offre l'avantage d'être à la fois particulièrement sensible et indépendant de la forme de l'impulsion sur une gamme très étendue.

Ультростабильный дискриминатор амплитуды импульсов. При использовании для точной дискриминации амплитуды импульсов непосредственно включенные пусковые контуры требуют наличия импульсов с большой амплитудой. В технической литературе были описаны чувствительные дискриминаторы амплитуды импульсов, в которых использовались постепенно нарастающие характеристики диодов. Эти дискриминаторы работают на переменном токе в цепи обратной связи и имеют тот недостаток, что их порог зависит от формы вводимого импульса. В настоящем докладе описывается новый пусковой контур с использованием транзисторов и полупроводниковых диодов, который может служить в качестве высокоточного дискриминатора амплитуды обычных импульсов и который, вместе с тем, обладает преимуществом высокой чувствительности и независимости от формы импульсов в их широком диапазоне.

Discriminador de amplitudes de impulso de gran estabilidad. Cuando se emplean para la discriminación precisa de amplitudes de impulso circuitos de disparo directamente acoplados, es necesario emplear impulsos de gran amplitud. En la bibliografía aparecen descripciones de discriminadores de amplitudes de impulso de gran sensibilidad que utilizan las características no lineales de los diodos. Emplean acoplamientos en alterna en el circuito de realimentación y tienen el inconveniente de que el umbral depende de la forma de los impulsos. La memoria describe un nuevo circuito de disparo con transistores y diodos semiconductores, que puede servir como discriminador de amplitudes de impulso de gran precisión, para impulsos de corriente, y tiene la ventaja de ser muy sensible y no depender de la forma de los impulsos, aunque ésta varíe notablemente.

I. Introduction

Circuits which trigger when the input signal reaches a well-defined threshold play a vital part in all counting experiments. Such a single circuit is used when it is necessary to exclude unwanted small pulses and one or more are used in single-channel or multi-channel pulse-analysers. Often the threshold stability of such a discriminator is the main limit to the energy resolution that can be obtained. Another factor that determines the overall stability is the amplifier gain that is usually required between the radiation detector and the discriminator. Maintaining a given gain stability in the amplifier is usually more difficult at high gains. Consequently a lowering of the discriminator threshold without any deterioration in its fractional stability will improve the overall stability. Owing to the circumstances varying from one type of detector or experiment to another it is also desirable for the threshold to be insensitive to changes in input pulse shape and ambient conditions.

Discriminators are either DC or AC-coupled. Some operate with a voltage pulse input and others with a current pulse. The well-known Schmitt trigger circuit is the basis of all DC-coupled discriminators which require a voltage pulse. A variant which will operate on current pulses will be considered later. AC-coupled discriminators [1—4] use a capacitor or an inductance to provide a paralysis time after being triggered. In these discriminators the threshold will depend on the time for the input pulse to reach the peak when this time is not much shorter than the paralysis time. One discriminator [5] uses a DC-coupled trigger circuit to define the threshold coupled to another circuit which imposes a paralysis on the DC-coupled circuit after it is triggered.

The presence of a backlash makes DC-coupled discriminators much less sensitive than AC-coupled discriminators. Voltage-operated DC-coupled discriminators using transistors require a low output impedance from the pulse source in order to maintain high accuracy. Owing to the finite current gain of transistors, current-operated discriminators also require a large input pulse in order to obtain high accuracy. The effect of temperature on the threshold is quite appreciable. The main virtue of DC-coupled discriminators is that they are completely independent of pulse shape except when the pulse duration is comparable to, or shorter than the natural switching time of the circuit. It will be assumed in the subsequent discussion that the switching time is much shorter than the input pulse duration.

High sensitivity can be readily obtained with AC-coupled trigger circuits. In most of these circuits one of the pair of amplifying elements is kept in the non-conducting state. Consequently the threshold is partially dependent on the DC characteristics of the elements. Those circuits which maintain both amplifying elements in conduction and rely on their incremental characteristics and those of a diode, can provide even sensitivity and are much less dependent on the DC characteristics. This last class of higher discriminator is particularly useful when high accuracy and sensitivity are required. The new discriminator belongs to this class and has the further advantage of the threshold being almost independent of the input pulse shape. However it suffers from the disadvantage of most AC-coupled discriminators in that it can be triggered a second time if the trailing edge of a pulse stays above the threshold after the paralysis time resulting from a previous triggering.

II. DC-coupled circuits

The use of thermionic valves will not be considered since these require large input voltages and do not offer any advantages over circuits using transistors. One form of

DC-coupled discriminator using transistors is shown in Fig. 1. The use of an avalanche diode Z as the coupling element between the collector of J_1 and the base of J_2 leads to many practical advantages and simplifies the discussion. If the positive supply voltage V_1 is around 5 V or greater it can be assumed that the currents I_1 and I_2 are constant when considering small input signals and with R_2 chosen to give a small backlash. R_1 represents the output impedance of the source of signal.

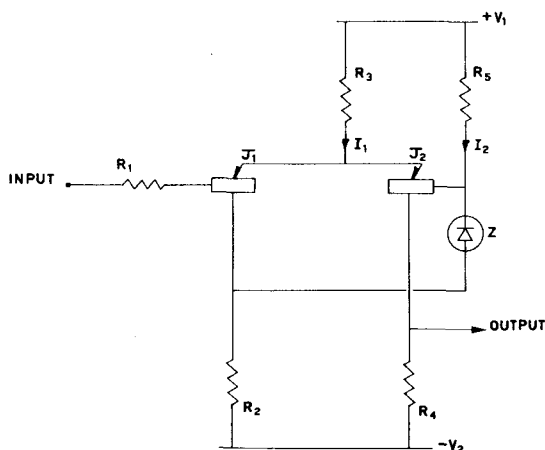


Fig. 1
Simple DC-coupled discriminator

In a carefully designed discriminator of this type the backlash can be made as small as 100 mV with R_2 in the region of 50–100 Ω . Thus the smallest signal that can be used will be 100 mV. Using two transistors of similar characteristics the relative base-emitter voltage drifts will be of around 0.5 mV/ $^{\circ}$ C. Therefore the pulse amplitude at the threshold of 100 mV will have a stability better than 1% only if the temperature is maintained constant to within about 2 $^{\circ}$ C.

Further problems are met when we consider some method of varying the bias. If AC coupling is used at the input to J_1 it is a relatively simple matter to connect J_1 base to a potential divider to provide a variable bias. However, if the DC resistance of this potential divider is high, the variation of the collector-base leakage current I_{c0} in J_1 will produce a drift in the threshold. Since the leakage currents can be as high as 10 μ A with germanium transistors, the source impedance should not exceed 100 Ω in order to keep the threshold constant to 1 mV. The use of silicon transistors eliminates this difficulty altogether, but the low current-gain of most silicon transistors results in a large backlash if a high source-resistance is used. Consequently high sensitivity is again difficult to achieve.

Another problem is the stability of the supply voltages. It is clear that the threshold varies directly with the voltage of the negative supply in Fig. 1. In discriminators using thermionic valves some compensation against such variations can be achieved by using compensating potential dividers to the grids of the two valves. Such compensation is more difficult to achieve with transistors owing to the need of maintaining low impedance in the base circuits.

A modification of the normal DC-coupled trigger circuit which is suitable for operation with current pulses is shown in Fig. 2. The values of R_1 and R_2 are chosen so that, in the absence of signal or bias currents, a small forward current flows through the diode MR1 with the result that J_2 is cut off. The circuit will trigger on the application of a positive current pulse, the backlash being determined by R_5 and the common emitter current as before. It can be shown that the threshold is independent of base-emitter voltage changes. The threshold is still dependent on the leakage currents of J_1 and the diode. It is evident that additional bias can be applied quite easily without modifying the behaviour of the circuit.

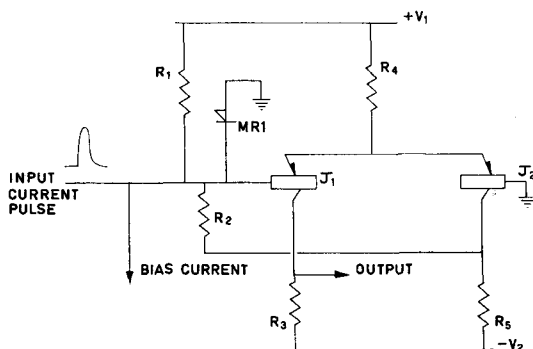


Fig. 2
Current-operated DC-coupled discriminator

III. Principles of the new discriminator

It has been shown that, in general, it is necessary to provide pulse currents of about 1 mA or greater in order to achieve a stability of about 1% in the threshold of a DC-coupled discriminator. The DC component at the input to such a discriminator affects the threshold and AC coupling to the input is not easy to achieve. The new discriminator eliminates the DC component at the input but high sensitivity is achieved for pulses of current.

The principles of the new discriminator can be understood by reference to Fig. 3. The sum of the emitter currents of J_1 and J_2 is defined by the potential V_3 and resistance R_1 . The diode MR1 passes a fixed current I_1 in the steady state. The potential at the cathode of MR1 is kept at $-V_0$ by the high-gain DC amplifier which applies a suitable control voltage to the bottom of the resistor R_2 . Therefore the collector potential of J_1 is maintained at $-V_0 + V_d$ volts where V_d is the potential drop across MR1 when passing current I_1 . The transistor clamp is normally closed so that the potential of the base of J_2 is the same as that of the collector of J_1 . Assuming that the currents through J_1 and J_2 are approximately equal and therefore that the base-to-emitter voltages are nearly equal, the voltage across R_4 will be $V_0 - V_d$ volts so that this defines the emitter current of J_2 and therefore that of J_1 . It is now clear that the currents through all the components are well defined in the steady state.

The circuit is a completely DC-coupled system, except for the effect of C_1 , so long as the transistor clamp acts as a short circuit. The reference voltage $-V_0$ is fed into this

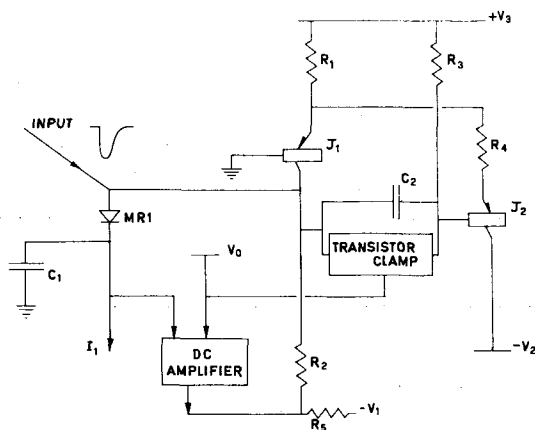


Fig. 3
Basic circuit of new discriminator

clamp in such a way that if the collector potential of J_1 is above $-V_0$ the clamp remains closed. As soon as the collector potential of J_1 falls below $-V_0$ the clamp becomes open circuited and the only effective coupling between the collector of J_1 and the base of J_2 is through C_2 .

If C_1 is about $100 \mu\text{F}$ the time constant $C_1 R_d$, where R_d is the incremental resistance of MR1, will be a few milliseconds if the current I_1 is less than a few hundred μA . Thus the effective collector load of J_1 consists of R_d , R_2 , R_3 and βR_4 in parallel, where β is the common-emitter current gain of J_2 , for times of around a few μs . If I_1 is large enough R_d will be so small that the system, although it has positive feedback, will be stable in the steady state described above. If I_1 falls below a critical value I_T determined by R_4 and to some extent by R_2 , R_3 and $R_{e1} + R_{e2}$, where R_{e1} and R_{e2} are the emitter AC resistances of J_1 and J_2 and to a lesser extent by β , the circuit will trigger into the state in which J_1 is cut off and J_2 passes all the current through R_1 , dragging the emitter of J_1 to well below earth potential. Now the transistor clamp becomes an open circuit and the current through R_3 charges up C_2 . This process will permit the base and emitter potentials of J_2 to rise linearly until J_1 comes into conduction. Now the circuit will once again regenerate and the collector of J_1 will recover to its original potential being caught by MR1. At this point the base of J_2 will be driven more positively than its steady state owing to the voltage to which C_2 is charged. The transistor clamp also comes into conduction and quickly restores the voltage across C_2 to zero and the circuit soon settles down to its steady state. It should be noted that the transistor clamp remains in conduction until the triggering is complete.

If $I_1 > I_T$ the system can be triggered by a negative current pulse of amplitude approximately equal to $I_1 - I_T$. After a paralysis time determined by C_2 and the currents through R_2 and R_3 the circuit will be restored to its steady state. If a DC component exists in the input current the DC amplifier will compensate for this by adjusting the potential at the bottom end of R_2 . The potentials at the collector of J_1 and the cathode of MR1 will change only by a small fraction of the change at the bottom of R_2 .

IV. Theoretical analysis

Let us consider the case where R_2 and R_3 are much larger than R_D and β is about 50. In practice R_D will be about 200 Ω or less and R_2 and R_3 will be at least 2 k Ω . It will be seen that the effect of neglecting R_2 and R_3 does not alter the analysis to any appreciable extent. Similarly with $\beta \approx 50$ we can also neglect the shunting effect of the input impedance of J_2 on R_{DO} , the critical diode impedance.

It can be shown that, subject to the above assumptions, the critical diode impedance is

$$R_{DO} = R_4 + R_{e1} + R_{e3} \quad (1)$$

If we assume an ideal diode and ideal transistor emitter junctions the current voltage relationship is given by

$$I = A \exp \left(\frac{-\Phi}{E_0} \right) \left[\exp \left(\frac{E}{E_0} \right) - 1 \right] \quad (2)$$

where A = a constant,

Φ = diffusion potential,

E = potential difference across diode,

$$E_0 = \frac{kT}{e}.$$

We now obtain the diode impedance R as

$$R = \frac{E_0}{I + I_0} \quad (3)$$

where

$$I_0 = A \exp \left(\frac{-\Phi}{E_0} \right).$$

E_0 and I_0 are functions of temperature. Let us study the effect of changing the temperature—in particular let us calculate the change in the current I necessary to maintain constant resistance R as the temperature is varied. We obtain from (3)

$$\delta I = \left[1 - \frac{I_0 \Phi}{E_0 (I + I_0)} \right] \frac{E_0}{RT} \delta T. \quad (4)$$

Therefore the change of current necessary is zero at the point at which

$$I_0 \Phi = E_0 (I + I_0). \quad (5)$$

Since $\Phi \approx 30 E_0$ for germanium it is seen that the incremental resistance of the diode is insensitive to changes in temperature when $I \approx 30 I_0$. Thus it would appear that, if the circuit is designed so that the critical diode current is 150 μA when using a diode whose reverse saturation current is about 5 μA at room temperature, the critical current will not be very sensitive to small changes of temperature.

When $(I + I_0) E_0 \gg I_0 \Phi$ we have

$$\delta I = \frac{E_0}{RT} \delta T. \quad (6)$$

Suppose that the critical impedance required is 250 Ω . In the case of the ideal diode this will require a diode current of 100 μA . In this case the change of diode current

necessary to maintain constant diode resistance is $1/3 \mu\text{A}/^\circ\text{C}$. This condition will therefore apply when the reverse saturation current $I_0 \ll 1 \mu\text{A}$, e.g. in the case of an average silicon diode at room temperature.

Let us next consider the effect of temperature changes on R_e , the emitter resistance of the transistors. From (3) we obtain

$$\frac{d R_e}{dT} = \frac{R_e}{T} \left[1 - \frac{\Phi I_0}{E_0 (I + I_0)} \right] \quad (7)$$

which can be approximated to

$$\frac{d R_e}{dT} = \frac{R_e}{T} \quad (8)$$

when $E_0 (I + I_0) \gg \Phi I_0$. This condition will be true when the emitter current is approximately 5 mA even for germanium transistors at room temperature. Then the change in diode current δI necessary to maintain the critical condition of equation (1) in order to compensate for the change of transistor emitter resistances is

$$\delta I = \frac{2 E_0 R_e}{R^2 T} \delta T \quad (9)$$

assuming that the transistors pass equal currents. Again, substituting for R and R_e the conditions for $100 \mu\text{A}$ of diode current and 5 mA of emitter current, we obtain $\delta I = 1/75 \mu\text{A}/^\circ\text{C}$. Thus the effect of temperature on the emitter resistance and the resultant change in critical current in the diode is negligible compared to the effect of temperature on the diode itself.

Let us suppose that the standing current in the diode is I . The critical current I_T through the diode at which the system will trigger will be given by

$$I_T = \frac{E_0}{R_{DO}} - I_0 \quad (10)$$

where R_{DO} is given by equation (1).

If the input pulse current δi necessary to trigger the circuit produces a decrease δi_e in the collector current of J_1 before the circuit triggers, we have

$$\delta i + \delta i_e = I - I_T. \quad (11)$$

The change of voltage δE across the diode from the static condition is given by

$$\delta E = E_0 \ln \left(\frac{I + I_0}{I_T + I_0} \right).$$

Since the emitter current-change δi_e is caused by this change of voltage at the base of J_2 we have

$$\delta i_e = \frac{E_0}{R_{DO}} \ln \left(\frac{I + I_0}{I_T + I_0} \right) \quad (12)$$

since $R_{DO} = R_4 + R_{e1} + R_{e2}$. Therefore the pulse current-amplitude δi necessary to trigger the circuit, from equations (11) and (12), is given by

$$\delta i = I - I_T - \frac{E_0}{R_{DO}} \ln \left(\frac{I + I_0}{I_T + I_0} \right). \quad (13)$$

If we can neglect I_0 in relation to I and I_T we obtain the approximation

$$\delta i = I - I_T \left(1 + \ln \frac{I}{I_T} \right). \quad (14)$$

Table I gives the values of δi when $I_T = 125 \mu\text{A}$ for various values of $\frac{I}{I_T}$, as compiled from (14).

It is seen that the amplitude of the current pulse necessary to trigger the system is considerably smaller than $I - I_T$. In the example given later the actual value of R_2 is only about $5 R_{DO}$ with the result that the above simplification gives a further noticeable error.

TABLE I
CURRENT PULSE AMPLITUDE δi FOR TRIGGERING AS A FUNCTION OF STANDING CURRENT I WHEN CRITICAL CURRENT $I_T = 125 \mu\text{A}$

I/I_T	1.1	1.2	1.5	2	4	6	8
$I - I_T (\mu\text{A})$	12.5	25	62.5	125	375	625	775
$\delta i (\mu\text{A})$	0.7	2.6	12	38.5	201	379	515

V. The complete discriminator

The circuit of one form of the complete discriminator is shown in Fig. 4. Diode MR1 provides the non-linear resistance and the current through it is fixed by resistor R_1 . The potential at the cathode of MR1 is maintained at the appropriate value by means of the DC amplifier consisting of J_1 and J_2 . The reference potential for this amplifier is earth potential applied to the emitter of J_2 . Thus the base of J_1 and hence the cathode of MR1 is maintained at about -1.1 V owing to the base-emitter voltage drops in J_1 and J_2 .

The trigger circuit uses transistors J_3 and J_5 , and the transistor J_4 acts as the clamp whose base current is defined by resistor R_{11} . Diodes MR2, MR3 and MR4 are normally non-conducting. MR2 catches the collector of J_3 at -5 V in order to prevent the collector voltage falling below the rated maximum during the triggered state. The diode MR4 catches the base of J_4 as soon as the circuit triggers and keeps this clamp non-conducting as long as the circuit is in the triggered state. MR3 catches the base of J_4 at about earth potential when the circuit switches back to the normal state after being triggered. Therefore, during this transient condition, the base current of J_4 is much higher than that normally provided by R_{11} and the discharge of the timing capacitor C_3 by J_4 is very rapid. The base of J_5 does not rise much higher than its static potential during the recovery period. However, there is some excess current through MR1 during the recovery period owing to the temporary increase in the collector current of J_3 . This

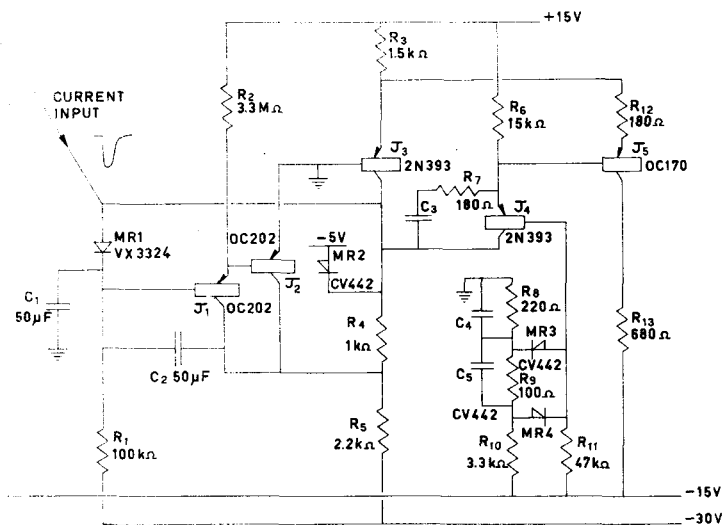


Fig. 4

Current pulse-amplitude discriminator

results in a change in the mean potential at the cathode of MR1 at high triggering rates and consequently a small change in the threshold of the discriminator when counting losses with random pulses are much greater than 10%. The resistor R_7 prevents excessive emitter current in J_4 during the recovery period and ensures that the threshold of the discriminator returns to the normal value, at the end of the recovery period, in a smooth manner as shown in Fig. 5. This resistor is unnecessary when the discriminator is used

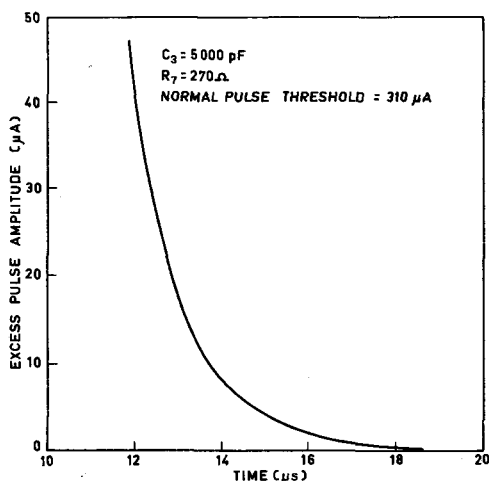


Fig. 5

Recovery characteristic of discriminator

with such a standing current in MR1 as to make the pulse threshold greater than say $300 \mu\text{A}$.

The collector potential of J_3 is maintained at about -0.9 V in the static condition owing to the action of the DC amplifier. Therefore the collector current of J_5 is 5 mA and so is the collector current of J_3 . Consequently the junction of R_4 and R_5 is at about -7 V . The base current of J_1 to maintain this condition is about $5 \mu\text{A}$. If there is a DC component I at the input, the potential of the junction of R_4 and R_5 moves by an amount IR_4 as long as I is not greater than about 2 mA . There is only a small movement in J_3 collector potential which results in a small change in the division of the current between the emitters of J_3 and J_5 .

The emitter resistances of J_3 and J_5 are each about 5Ω . Hence with $R_{12} = 180 \Omega$ the critical load on J_3 collector for instability is 190Ω . It is to be noticed that R_4 in Fig. 4 is only about 5 times this critical load. Hence the complete expression for the critical diode current, neglecting I_0 , is

$$I_T = E_0 \left(\frac{1}{R_0} - \frac{1}{R} \right) \quad (15)$$

where R_0 is the total resistance in the J_3 to J_5 emitter circuit and R is the value of the collector load resistance (R_4 in Fig. 4). Taking

$$R_0 = 190 \Omega \text{ and } R = 1 \text{ k}\Omega \text{ we have}$$

$$I_T = 107 \mu\text{A}.$$

Since $I = 300 \mu\text{A}$ in the circuit of Fig. 4 we have $\frac{I}{I_T} = 2.8$. Substituting these values for I and I_T in equation (14) we have

$$\delta i = 83 \mu\text{A}.$$

The measured value of δI is $81 \mu\text{A}$ which shows good agreement with theory. It is worth emphasizing that the relation given in equation (14) is valid even when the load resistance shunting the diode is not negligible as long as I_T is calculated from (15).

Using the germanium diode VX3324 the change of pulse threshold, when the temperature of the complete circuit was raised from 25°C to 45°C , was about $1 \mu\text{A}$. The reverse saturation current of this diode at 45°C is about $5 \mu\text{A}$ so that $I_0 \phi = E_0 (I_T + I_0)$ inside this temperature range.

Using a silicon transistor whose $I_0 < 1 \mu\text{A}$, the change of pulse threshold was more than $2 \mu\text{A}$. These tend to confirm the analysis, in section IV, of the effect of temperature on the threshold although the strict analysis can only be carried out by using equation (9).

VI. Using the transistor emitter as the non-linear element

It has been shown [5] that the emitter of a transistor obeys the theoretical current-voltage relationship more closely than a diode, particularly in the region of currents from a few tens of μA up to a few mA . Advantage can be taken of this fact by replacing the diode with a transistor emitter. A further advantage can also be gained by arranging the DC amplifier in a different form in order to eliminate effects on the threshold which are dependent on mean input pulse rate.

The circuit of the modified discriminator is shown in Fig. 6. The action of the circuit to the right of the dotted line is identical to that when using a diode. The main differences

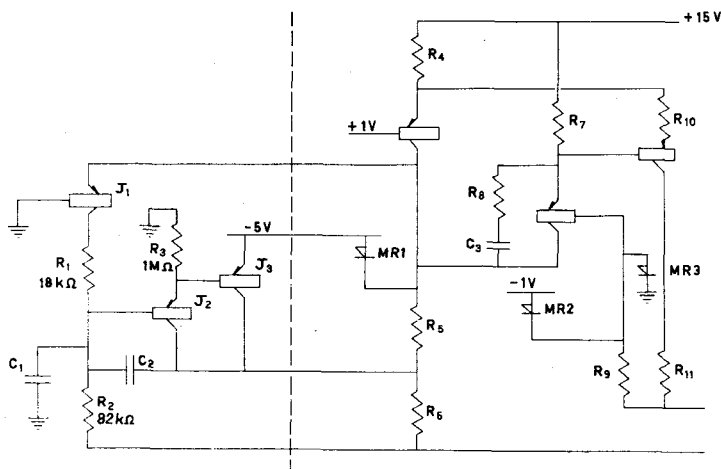


Fig. 6

Current pulse-amplitude discriminator with transistor emitter as non-linear element

are that the emitter resistance of J_1 acts as the non-linear element, the DC amplifier receives the input from the junction of R_1 and R_2 and the reference voltage for the DC amplifier is -5 V. Consequently the potential at the junction of R_1 and R_2 is stabilized at about -6.0 V so that the collector current of J_1 will be approximately $300 \mu\text{A}$. Assuming a large current gain in J_1 it can be assumed that this is also the emitter current of J_1 and is the value used in the above equations for the standing current of the diode. An additional load R_1 is included in the collector of J_1 so that, under static conditions, the collector potential of J_1 is about -0.5 V to -1 V.

Until the system is triggered the circuit will behave in a manner similar to that of the circuit in Fig. 4 with the difference that the time constants in the DC feedback loop are modified considerably by the change of resistance between the emitter and collector of J_1 . This increases the time constant of the combination of C_1 and the effective resistance across it which allows a wider choice in the values of C_1 and C_2 .

One major advantage of this system is that the diode resistance shunting the collector load of J_4 can now be calculated more precisely. The other main effect of this circuit is that, during the recovery after being triggered, the excess current through J_4 now flows to J_1 emitter and, owing to the bottoming of the collector of J_1 , flows to earth through J_1 base. The value of R_1 has been chosen so that the current flowing through it during the recovery period in excess of the standing current is not more than about $50 \mu\text{A}$. Therefore the mean level at the junction of R_1 and R_2 is not so dependent on the pulse rate as in the case of the circuit of Fig. 4. However this system is disadvantageous in that this compensation can only be achieved as long as the ratio R_2/R_1 is slightly greater than 4 using the voltages shown in Fig. 6. Thus any system for changing the circuit threshold by varying the standing current in J_1 must be arranged to maintain this ratio approximately at the right value in order to achieve the minimum dependance of threshold on pulse rate.

ACKNOWLEDGEMENTS

The author is greatly indebted to Mr. H. J. Reid for all the experimental work which included numerous and accurate measurements necessary for confirming the theoretical predictions.

REFERENCES

- [1] KANDIAH, K., *Proc. IEE* **101**, part II, No. 81 (1954) 239.
- [2] BARABASCHI, S., COTTINI, C. and GATTI, E., *Nuovo Cimento* **2**, No. 5 (1955) 1042.
- [3] ZAGLIO, E., *Nuovo Cimento* **6**, No. 3 (1957) 512.
- [4] GOULDING, F. S., AECL Report CREL-778 (1958).
- [5] GIANNELLI, G. and STANCHI, L., *Nucl. Instr. Meth.* **8** (1960) 79.

DISCUSSION

F. Udo (Netherlands): May I ask Mr. Kandiah whether the threshold of this discriminator is at all dependent on frequency, owing to the capacitor on the clamping transistor?

K. Kandiah (United Kingdom): The clamping transistor overshoots slightly and since the base of the clamping transistor, during recovery, is held at a fixed potential, which is only slightly higher than its normal level, the discharge is very rapid indeed and the ratio of the recovery time to the normal paralysis time can be made extremely small. The threshold is frequency-dependent, but to so small an extent that at thresholds of the order of 100 μ A with an apparent counting loss of 30%, there is a change of threshold of about 1%. I also mentioned a temperature effect, but this too is very slight, less than 1% for a 20° change of temperature.

J. Lacour (France): To set the threshold of the discriminator you polarize the diode, using a current generator. The stability of the discriminator is thus linked to the stability of the current generator. Could you give us a few details on this and tell us whether it is possible to vary this current linearly, using a potentiometer?

K. Kandiah: If you look at the expression giving the threshold as a function of current, you will see that, if one restricts the range to the more sensitive conditions of the discriminator, one gets a purely logarithmic expression for the ratio of trigger current and standing current so that in that region it is possible to get a linear threshold change with a logarithmic potentiometer.

E. Gatti (Italy): Is the velocity of your discriminator limited by the stored charge in the semiconductor diode providing the positive resistance?

K. Kandiah: The diode we actually use in the discriminator is a specially fast germanium diode, which was in fact developed for circuits in the 5 to 10-ns region, so that the storage time of the diode should certainly not be much greater than about 10 ns. It is not the same as the usual very fast diode. This particular one has a reasonably good compromise between theoretically predictable forward characteristics and low-charge storage.

D. A. Mack (United States of America): Mr. Kandiah, in Fig. 5 of your paper, you show the recovery characteristic of the discriminator. I wonder if you could say something about how the threshold shifts as a function of repetition rate.

K. Kandiah: Fig. 5 shows the recovery for a particular combination of C_3 - E_7 . I did not attempt to explain the significance of C_3 - R_7 , as it is a rather complicated circuit to

understand and it is not clear why there is a resistance there. It can be shown, however, that without the resistance in series with C_3 the charge storage in J_4 may lead, owing to the very big current that is switched on during recovery, to a threshold which, immediately after recovery, is lower than the normal threshold. By putting this resistor in, you can give the system a critically damped recovery. Now, this curve, as you say, shows the recovery after triggering. As a function of pulse-rate frequency as I said earlier, if one uses the circuit at a counting rate which gives a 30% counting loss, there is about a 1% change in threshold. There is no time-dependent effect other than the one shown in Fig. 5.

A GENERAL-PURPOSE PULSE AMPLIFIER

K. B. HANSEN

FORSØGSANLÆG RISØ, ROSKILDE

DENMARK

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

A general-purpose pulse amplifier. In the paper proposals are made for using the technique, known from analogue computation, for transforming nuclear pulses to the shape and size desired by the means of "operational amplifiers".

By using this technique it is possible, by means of one fundamental amplifier but with different feedback networks, to have pre-amplifiers and head-amplifiers with different pulse-handling performances and optimized with respect to the parameter of greatest interest, such as linearity, stability or overloading characteristics.

As this technique involves the use of parallel-feedback it is specially suited for pre-amplifiers since most detectors are current-generators.

An amplifier fulfilling the requirements necessary for use as an operational amplifier is described. The most important specifications are: 90 db gain from DC—10 kHz, then falling approximately 20 db/decade until 15 MHz (30 db gain). Four tubes are used in the amplifier.

For most pulse-handling applications a stabilized power-supply is unnecessary and the stability will depend solely on the stability of the feedback network used.

Amplificateur d'impulsions universel. Le mémoire décrit les possibilités d'application d'une technique, fondée sur le calcul analogique, permettant, par l'introduction d'amplificateurs «fonctionnels», de donner aux impulsions nucléaires la forme et les dimensions requises.

L'application de cette technique permet, au moyen d'un amplificateur de base, mais avec plusieurs circuits à contre-réaction, d'obtenir que les préamplificateurs et les amplificateurs de tête modifient différemment les impulsions et aient un rendement optimum pour le paramètre considéré comme présentant le plus d'intérêt: linéarité, stabilité ou caractéristique de surcharge.

Cette technique, qui suppose le recours à des circuits de contre-réaction en parallèle, est tout particulièrement indiquée pour les préamplificateurs, la plupart des détecteurs étant des générateurs de courant.

L'auteur décrit ensuite un type d'amplificateur satisfaisant aux conditions requises pour remplir le rôle d'amplificateur «fonctionnel». Les spécifications les plus importantes de cet appareil sont: gain de 90 dB à partir du courant continu jusqu'à 10 kHz, tombant ensuite à environ 20 dB par décade jusqu'à 15 MHz (gain de 30 dB). L'amplificateur comporte quatre tubes.

Dans la plupart des cas, il n'est pas besoin d'une source de courant stabilisée, la stabilité dépendant uniquement de celle du circuit de contre-réaction utilisé.

Универсальный усилитель импульсов. В докладе делаются предложения о применении метода, используемого при аналогичных вычислениях, для превращения ядерных импульсов в импульсы желаемого вида и размера при помощи „операционных усилителей“.

Путем использования одного основного усилителя, но с различными схемами обратной связи, применение этого метода дает возможность получать предварительные усилители и основные усилители с наилучшими возможностями преобразования импульсов и в отношении представляющих наибольший интерес параметров, таких как, например, характеристика линейности, устойчивости и перегрузки.

Так как этот метод требует использования параллельной обратной связи, то он особенно хорошо подходит для предварительных усилителей, так как большая часть детекторов является в то же самое время генераторами тока.

Описывается усилитель, действующий в качестве операционного усилителя. Наиболее важными спецификациями являются: усиление в 90 dB от постоянного тока — 10 кгц,

падающее затем приблизительно по 20 dB на декаду до достижения 15 мгц (усиление в 30 dB). С этим усилителем используются четыре лампы.

Для большинства операций преобразования импульсов потребность в стабилизированном источнике электроэнергии отпадает, а устойчивость будет зависеть исключительно от устойчивости использованной схемы обратной связи.

Amplificador de impulsos para uso general. En esta memoria se propone la utilización, para transformar la forma y tamaño de impulsos nucleares según se desee, de la técnica de los "amplificadores operacionales", conocida en los trabajos con calculadoras analógicas.

Este procedimiento permite, con un amplificador fundamental pero con diferentes circuitos de realimentación, disponer de preamplificadores y de amplificadores de propiedades distintas y que presenten cualidades óptimas con respecto al parámetro de mayor interés, por ejemplo, linealidad, estabilidad o sobresaturación.

Como este método requiere la utilización de circuitos paralelos de realimentación, se presta especialmente para los preamplificadores, pues en su mayor parte los detectores son generadores de corriente.

Se describe un amplificador que satisface las condiciones necesarias para servir de amplificador operacional. Las especificaciones principales son: Amplificación de 90 db desde 0 hasta 10 kHz, que disminuye aproximadamente 20 db por década hasta 15 MHz (amplificación: 30 db). En el amplificador se emplean cuatro válvulas.

En la mayor parte de las operaciones de transformación de impulsos no hace falta una fuente de energía estabilizada; la estabilidad del sistema dependerá únicamente de la del circuito de realimentación.

I. Introduction

The function of an amplifier to be used in a nuclear pulse channel is to amplify and shape the pulse input signal so that a pulse-height distribution at the output gives a true picture of the pulse-height distribution at the input.

Therefore, only linear operations on the signal may be tolerated, e.g. amplification, summation, differentiation, integration and time delay.

In conventional linear amplifiers pulse-forming is obtained by means of differentiation and integration in RC-networks or by means of delay lines. However, the characteristics of pulse-forming elements differ from one measuring problem to another and therefore a series of various linear amplifiers must be available to meet all the requirements in nuclear measuring work.

A similar problem is known in another field, viz. the field of electronic analogue computation. In an analogue computer accurate mathematical operations on voltage signals are performed by negative feedback applied to a high-gain DC amplifier. In analogue-computer technique, however, a great variety of mathematical problems may be solved by using one type of amplifier and different feedback networks.

The design of the amplifier discussed here is an attempt to find a corresponding standard amplifier for use in the linear-pulse technique. Similar to the computer amplifier it is based on the use of voltage parallel feedback and its specifications are such that different feedback impedances may be used. It may be used as a pre-amplifier as well as a main amplifier.

II. HF operational amplifier

The demands made on an operational amplifier are as follows:

- (1) High gain;
- (2) High input impedance;

- (3) Low output impedance;
- (4) Phase lag of less than 90° ;
- (5) Low noise voltage.

These demands must relate to the frequency range within which the amplifier is to be used.

Fig. 1 shows the diagram of an amplifier which adequately fulfils the requirements demanded by use within the linear pulse technique.

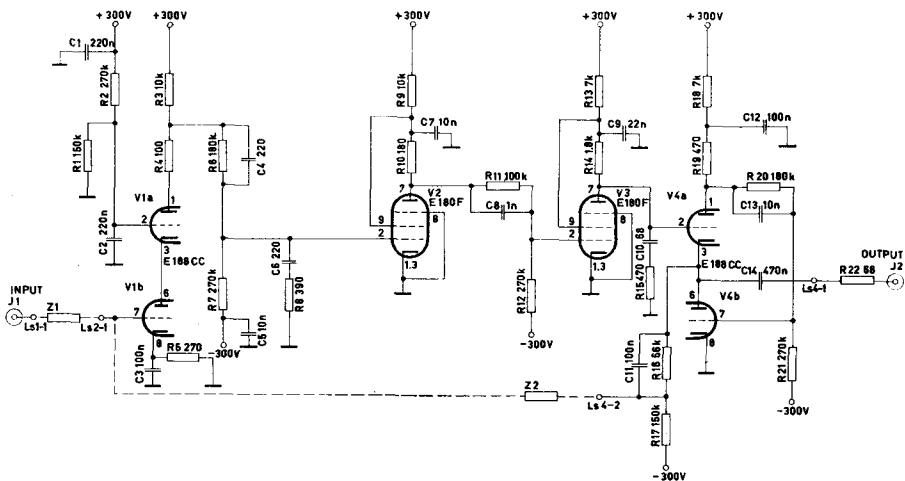


Fig. 1
Diagram of HF operational amplifier

The circuit itself is not remarkable and only the details important to the use of the amplifier as a HF operational unit, will be briefly described.

The amplifier is DC-coupled in order to make it possible to have a high closed-loop gain at DC. By utilizing the whole DC gain for the closed-loop gain the working points of the tubes are held extremely constant, so much so that even with no feedback in the high-frequency range of the amplifier, the gain in this range will change less than 1% by changing the supply voltages $\pm 10\%$. Therefore, it is often unnecessary to apply stabilized voltage supplies.

By using DC coupling the problems of phase-shifts at low frequencies are eliminated. This would otherwise restrict the use of large time-constants in the feedback networks.

A cascode amplifier is used at the input stage in order to secure large input impedance without the partition noise which would be present by using a pentode. The working point is chosen with a view to obtaining the maximum signal-to-noise ratio at integration and differentiation time-constants of about $1 \mu s$. The noise is then equivalent to 400 ion-pairs [1].

As the output stage may be subject to various loads, a low output impedance is necessary. The phase lag in the output stage at different loads must not contribute essentially to the total phase-lag in the amplifier. Therefore, a White's cathode-follower

is applied. The resistor, in series with the output, secures matching for a co-axial cable, at the same time reducing the reaction of the load.

By the use of different RC networks in the various amplifying stages, these have such frequency-characteristics that the total amplitude and phase-characteristics are as those shown in Fig. 2. At the high frequencies in question, one must consider the transit times in the tubes as well as the phase lag because of the physical extent of the amplifier. At 20 MHz the transit time contributes about 20° and the amplifier length about 10° to the phase lag. This has been considered when selecting the time constants, by means of which the amplitude characteristic has obtained a roll-off of a little less than 20 db/decade at the high frequencies.

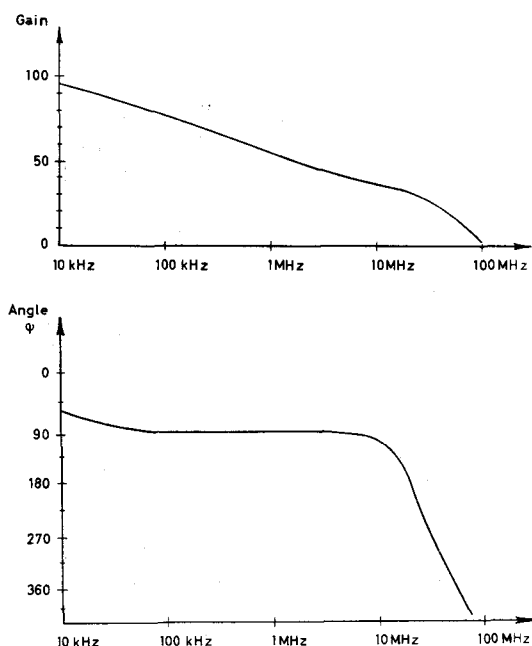


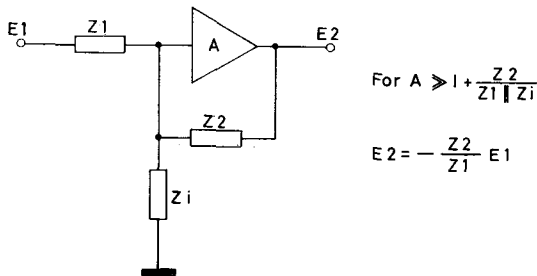
Fig. 2
Frequency response characteristic

As will be seen the gain has only decreased to 30 db at 10 MHz, when the phase lag exceeds 90° . This compromise between the gain and the phase lag is chosen because a certain gain is nearly always wanted in pulse amplifiers, contrary to analogue circuits, where actual gain is usually of no interest. On the other hand, this means that the output cannot be directly connected with the input. There should always be an attenuation from the output to the input of at least 30 db.

III. Application of the amplifier

In Fig. 3 the amplifier is shown with a negative feedback. If the gain fulfils the condition shown, it means that the current in Z_i may be ignored as the amplifier keeps

the voltage across Z_i low. The current in Z_2 will then be equivalent to the current in Z_1 and the characteristics of the circuit are simply calculated on basis of Z_1 and Z_2 .



$$\text{For } A \gg 1 + \frac{Z_2}{Z_1 \parallel Z_i}$$

$$E_2 = -\frac{Z_2}{Z_1} E_1$$

Fig. 3

Block diagram of operational amplifier with feedback

In the following some practical illustrations of the use of the amplifier are described. Up to this time only preliminary investigations have been carried out in the laboratory, but these indicate that the amplifier will be very satisfactory in use.

As a pre-amplifier in connection with proportional-counters, the circuit shown in Fig. 4 is used. The advantage of this circuit is that the output voltage is independent of the input capacity and cable impedance between the detector and amplifier. The effective capacity parallel to the 100-M Ω resistor is about 0.1 pF, giving an integration time-constant of 10 μ s. However, by means of the variable condenser shown, the gain may be adjusted, at the same time changing the time-constant.

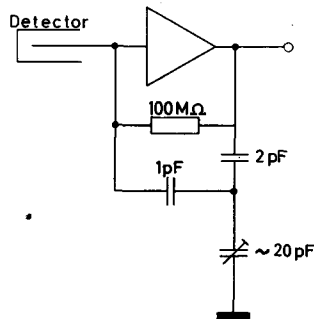


Fig. 4

Circuit of preamplifier in connection with proportional counters

The maximum resistance allowed between output and input is 100 M Ω , on account of the grid current in the input tube. At the same time the feedback capacity must not be too high in order to obtain a reasonable gain. If higher time constants than this are desired, the feedback resistor may be divided and the AC signal decoupled to ground. Time-constants in seconds may be obtained in this way, depending on the time-constant of the feedback condenser itself.

Fig. 5 shows a main-amplifier with differentiation and integration time-constants of $1\ \mu\text{s}$. By means of the potentiometer the gain may be changed continuously from 30 to 150.

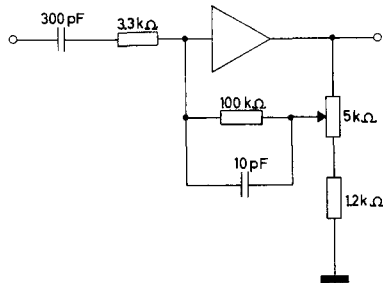


Fig. 5

Circuit of main-amplifier with differentiation and integration time-constant of $7\ \mu\text{s}$ and continuously 30—150 gain change

There are several other possibilities for selecting the feedback network. Most books dealing with servo- and analogue technique contain tables of networks with specifications of their characteristics [2] [3].

Delay lines in the feedback network may also be used to produce single or double-pulses from step-voltages.

If security against overloading of the amplifier is desired, nonlinear elements should be used in the feedback in order to limit the signal. Fig. 6 shows such a circuit with a biased diode used as a nonlinear element. In the normal linear working range, with the diode blocked, the gain is about 1000. The gain is about one with the diode conductive above the clipping level. The clipping level is set by adjusting the variable potentiometer.

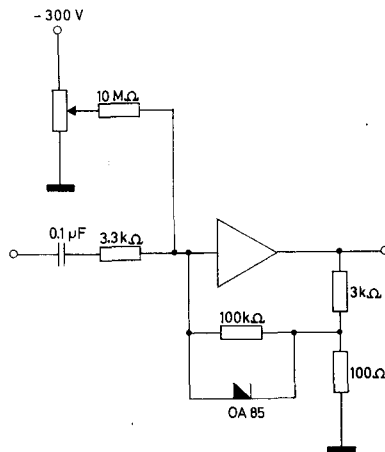


Fig. 6

Circuit of non-blocking amplifier using bias diode

The application of a biased diode in connection with the input-resistor instead of the diode shown, or a combination of both diodes, means that a smaller value of the gain above the clipping level may be obtained.

REFERENCES

- [1] GILLESPIE, A. B., "Signal, Noise and Resolution in Nuclear Counter Amplifiers", McGraw - Hill Book Company Inc., New York (1953).
- [2] KORN, G. A. and KORN, T. N., "Electronic Analog Computers", McGraw - Hill Book Company Inc., New York (1956).
- [3] CHESTNUT, H. and MAYER, R. W., "Servomechanisms and Regulating System Design", John Wiley and Sons Inc., New York (1951)

DISCUSSION

K. Kiesel (Belgium): I want to ask Mr. Hansen if he can give some figures for the noise and the drift of his amplifier with short-circuited input.

K. B. Hansen (Denmark): I cannot give any figure for the noise, but the amplifier is not usually used with short-circuited input. Of course, if one used a co-axial cable at the input, the shot-noise contribution to the noise would be very much bigger. My figure of 400 ion-pairs was with the input consisting of only a very short lead to the detector, giving about 20 pF capacitance. I have not measured the drift of the amplifier, if you mean the DC drift.

A. Blave (Belgium): I would like to ask Mr. Hansen what he thinks of the effect of variations in heating voltage on gain stability.

K. B. Hansen: I am sorry I did not mention that directly. The stability figure I gave, 1%, applies for a simultaneous $\pm 10\%$ charge of both heater and high tension supply.

A. F. Arbel (Israel): I would like to ask Mr. Hansen two questions: first about the non-overloading arrangement. With the diode in Fig. 6 conducting, the attenuation due to the feedback network will be at most 6 db, assuming zero impedance of the signal source. How is it possible to obtain a monotonic response, or even no oscillations, at such a considerable loop gain? My second question relates to the use of delay lines in the feedback network to produce single or double pulses from step voltages. Considering the useful rise-time of this amplifier, I assume that what the speaker has in mind are delay times of about 1 μ s. Delay lines giving delays of this order of magnitude at reasonable physical length are high-impedance lines whose phase characteristic deteriorates considerably above, say, 10 to 20 MHz. The inclusion of such elements in the feedback network of any amplifier presents formidable problems. I would therefore like to ask the speaker how these difficulties have been overcome and whether he could give us any practical results obtained with such a circuit.

K. B. Hansen: As I mentioned, to stabilize the closed-loop gain of the amplifier one needs an attenuation of 30 db from the output to the input; if there is an attenuation network at the output, and the feedback circuit to the input of the amplifier is taken from a point 30 times down at the attenuator, the amplifier will be stable. I have used this amplifier with a 1- μ s delay line, with good results. The advantage of placing the delay line in the input part of the feedback network is that we could then use an open-circuit delay line, thereby avoiding troubles with attenuation caused by the resistance of the delay line. I have had no trouble at all using delay lines with this amplifier. Of course,

using complicated networks it may be necessary to stabilize the closed-loop gain by using a small integrating capacitor for example.

A. F. Arbel: When I referred to the overload arrangement, I was thinking of the diode, which at a certain pulse-rate input actually short-circuits the 30-db attenuation about which you were speaking in the feedback network. So under overload conditions, as shown in Fig. 6, the arrangement will not be 30-db attenuation but only 6 db. That is why I was worried about the stability of the amplifier—not at linear operation but at overload operation, which means at the time when this diode is short-circuited. Could I please have an explanation of this point?

K. B. Hansen: I am sorry, I forgot to answer the last question. In the Figure shown, there is an attenuator placed in the output. Perhaps you could not see the values of the attenuation, but there is attenuation of 30 times, down to the point where the diode is connected back to the input. When this diode is closed, the input of the amplifier will be connected to the point of the attenuator lying 30 db down from the output, and there is complete stability.

A. F. Arbel: I fear I cannot agree, because with an attenuation network in the output you would not get your amplification of one, which gives you the overload characteristic. In addition, the 100- Ω resistance you show is actually parallel to the diode because the input of the amplifier is a virtual groundpoint. I would like to take up this point in private discussion.

УСТРОЙСТВО ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЛИНЕЙНОСТИ И ДОЛГОВРЕМЕННОЙ УСТОЙЧИВОСТИ УСИЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Я. ВИЕХА

ИНСТИТУТ ЯДЕРНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ЧЕХОСЛОВАЦКОЙ АКАДЕМИИ НАУК, РЖЕЖ
ЧЕХОСЛОВАЦКАЯ СОЦИАЛИСТИЧЕСКАЯ РЕСПУБЛИКА

Abstract — Résumé — Аннотация — Resúmen

Equipment for measuring the linearity and long-term stability of pulse amplifier gain. A simplified version of the method proposed and described in the article "Sensitive Measurement of Pulse-Amplifier Gain", [1], has been used for measuring the linearity and stability of pulse-amplifier gain to an accuracy greater than $\pm 0.02\%$.

The simplification made in our Institute was based on the use of a single relay switch and a common comparator-channel without the two-pulse volt-meters. The relay, operating with a 0.5 to 1-s period, sends the output pulses from the test amplifier and the calibrated pulses from the pulse-generator to the comparator—consisting of a discriminator, an expander amplifier and an indicator. The pulse-repetition frequency can be 1000 cycles per second or more. In this simplified method, the comparison is not between single pulses but between groups of these pulses corresponding to intervals of 0.5—1 s. As indicated at the output of the comparator, a pulse-recording voltmeter or a synchroscope may be used.

Dispositif permettant de mesurer la linéarité et la stabilité à long terme du gain d'un amplificateur d'impulsions. Pour mesurer, avec une marge d'erreur inférieure à $\pm 0,02\%$, la linéarité et la stabilité du gain des amplificateurs d'impulsions, les auteurs ont utilisé la méthode de mesure simplifiée exposée par Mc Collom, de Boisblanc et Thompson [1]. La simplification réalisée à l'Institut de recherches nucléaires de l'Académie des sciences de Tchécoslovaquie est basée sur l'utilisation d'un seul relais commutateur, d'un canal relatif-absolu et de deux voltmètres à impulsions. Grâce à ce relais, les impulsions sortant de l'amplificateur considéré et les impulsions étalonnées provenant du générateur d'impulsions peuvent être associées, avec une période de 0,5 à 1 s, dans le comparateur, composé d'un discriminateur, d'un amplificateur et d'un appareil de lecture. La fréquence de répétition des impulsions peut être égale ou supérieure à 1 kHz. Cette méthode simplifiée permet de comparer non pas des impulsions isolées mais des groupes d'impulsions d'une durée de 0,5 à 1 s. Comme appareil de lecture, on peut utiliser, à la sortie du comparateur, un voltmètre enregistreur d'impulsions ou un synchroscope.

Устройство для измерения линейности и долговременной устойчивости усиления импульсных усилителей. Для измерения линейности и устойчивости усиления импульсных усилителей с точностью лучшей $\pm 0,02\%$ был использован упрощенный измененный метод, который был предложен и описан в работе, К. А. McCollom, D. R. de Boisblanc, J. B. Thompson [1]; упрощение, которое было сделано в нашем Институте основывается на использовании единственного переключающего реле и общего относительного канала за исключением использования двух импульсных вольтметров. Реле присоединяет с периодом 0,5—1 сек. к компаратору, составленному из дискриминатора, экспоненциального усилителя и индикатора, выходные импульсы из измеряемого усилителя, и эталонные импульсы из импульсного генератора. Частота повторения импульсов может равняться 1 кГц или выше. Этим упрощенным методом сравниваются не одиночные импульсы, а группы этих импульсов длиной 0,5—1 сек. В качестве индикатора на выходе компаратора может использоваться импульсный пишущий вольтметр или синхроскоп.

Dispositivo para medir la "linealidad" y la estabilidad a largo plazo de la amplificación en los amplificadores de impulsos. Se aplica el método simplificado de medición propuesto por K. A.

McCollom, D. R. de Boisblanc y J. B. Thompson [1], a la medición de la "linealidad" y la estabilidad de la amplificación en los amplificadores de impulsos, con una exactitud superior a $\pm 0,02$ por ciento.

La simplificación efectuada en este Instituto se basa en la utilización de un solo relé de conmutación y de un canal relativo común, sin recurrir al uso de dos voltímetros de impulsos. El relé comunica, con un período de 0,5 s, al comparador, compuesto de un discriminador, un amplificador de expansión y un indicador, los impulsos de salida del amplificador de medida y los impulsos-patrón enviados por un generador de impulsos. La frecuencia de repetición de los impulsos puede ser igual o mayor que 1 kHz. Con este método simplificado no se comparan impulsos únicos, sino grupos de impulsos de una longitud de 0,5 a 1 segundo. Como indicador, a la salida del comparador, puede usarse un voltímetro registrador de impulsos o un sincroscopio.

Применение импульсных усилителей в радиолокации, телевидении, в импульсной технике измерений и, особенно в более сложной измерительной аппаратуре, используемой в ядерной физике, имеет целью развитие аппаратов более совершенных в отношении линейности и устойчивости их усиления. Для многоканальных анализаторов, экспанзных усилителей и т.п. требуется линейность и устойчивость усиления усилителя даже лучше 0,1%. (Линейность определяется обычным способом, как максимальное отклонение от линейной зависимости между амплитудой входного и выходного импульса усилителя, выраженная в процентах.) При экспериментальной проверке функции импульсного усилителя, соответствующего таким строгим требованиям, представляет затруднение измерять очень малые отклонения усиления, как по причине нелинейности, так и неустойчивости аппаратуры. Надо принять во внимание, что для измерения отклонений порядка 0,1% необходимо применять метод измерения с чувствительностью и устойчивостью на порядок лучшей, т.е. 0,01%, чтобы точность измерения представляла собой хотя бы 10%. Для этих случаев не удовлетворяют уже нормально применяемые методы измерения амплитуды выходного импульса усилителя и необходимо искать другие более чувствительные методы измерения. В литературе [1] был опубликован подходящий метод, вполне удовлетворяющий требованиям измерения линейности и стабильности усиления импульсных усилителей с приведенной точностью и, сверх того, подходящий при применении при стабилизации их усиления. Этот метод, основанный на принципе компенсационного измерения, мы применяли в упрощенной форме в аппарате для измерения линейности, функция которого будет объяснена на основании блочной схемы приведенной на рис. 1.

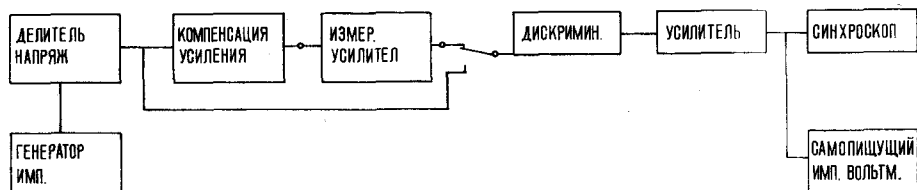


Рис. 1

Блок-схема прибора для измерения линейности импульсных усилителей

Основными частями включения являются: импульсный генератор, компенсационный делитель для компенсации усиления измеряемого усилителя и сравнивающая цепь для сравнения амплитуды выходного импульса генератора с выходным

импульсом усилителя, для оценки их разницы. Для идеально линейного усилителя при компенсации его усиления необходимо, чтобы ветвь усилителя имела усиление $A = 1$, по всему динамическому диапазону усилителя амплитуды обеих импульсов попадающих в сравнивающую цепь были бы одинаковы. В случае нелинейного усилителя сравнивающая цепь указывает прямо в мв отклонения от линейного усиления, относительно точки нулевого отклонения, которому по определению линейности отвечает максимально преобразованная амплитуда выходных импульсов усилителя. В этой точке осуществляется компенсация усиления усилителя.

Ввиду значительной точности измерения предъявляются довольно строгие требования относительно аппарата, примененного в измерительной аппаратуре. Долговременная стабильность входных импульсов из генератора при измерении линейности достаточна, если она будет 0,5%, для долговременных измерений при контроле стабильности усиления усилителя необходимо, чтобы стабильность импульсов была 0,1%. Нестабильность амплитуды не влияет на точность измерения, пока она не выходит из рамок линейного диапазона сравнивающей цепи, но она является причиной сдвига опорного уровня при оценке предела амплитуды, что не является желательным при автоматической регистрации долговременной устойчивости усиления усилителя. Амплитуды импульсов надо выбирать по динамическому диапазону усилителя, т. е. чаще всего в диапазоне от 100—200 в, регулируемом от нуля с точностью 1%. Длины импульсов и их повторяемую частоту можно в достаточно широком диапазоне приспособить к характеру усилителя.

Компенсационный делитель должен быть реализован из устойчивых сопротивлений. Основную часть измерительного оборудования (этой аппаратуры) составляет сравнивающая цепь с чувствительностью 0,1% или 0,01 в. Повышение чувствительности относительно малых изменений амплитуды импульса было достигнуто аддискриминацией и усилением только верхней части импульса, так что собственно усиливаются и отмечаются только изменения амплитуды. Переменное переключение входа генератора и выхода усилителя в сравнивающую цепь с периодом припл. 1—2 сек. оформлено с помощью поляризованного реле или другого реле с малой емкостью переключающих контактов, включенного в цепь анода мультивибратора. Дискриминатор составляет усилитель с катодной зависимостью с усилением $A=10$, дискриминационный уровень регулируется смещением первой электронной лампы. Устойчивость дискриминационного уровня влияет только на сдвиг опорного уровня индикаторного устройства, но не на точность измерения.

На точность измерения влияет как линейность, так и устойчивость усиления дискриминатора, усилителя и индикаторного устройства. В качестве индикатора при измерении линейности был в нашем случае применен синхроскоп с прямым вычетом нелинейности в мв. Для долговременных измерений стабильности является более выгодным с точки зрения оценки применение импульсного вольтметра с регистрацией. Причиной упрощенного составления приведенного метода измерения являлась необходимость быстрого измерения линейности точного экспанзионного усилителя. Из этого вытекают однако как преимущества, так и менее требуемые свойства измерительного устройства. Преимущество в том, что с исключением компенсационного делителя, простого релейного переключателя и дискриминатора, было возможно применить готовые стандартные аппараты: лабораторный генератор импульсов, линейный усилитель с усилением 60 дб и синхроскоп.

В качестве переключателя ввиду того, что были сравнены группы импульсов длиной 1—2 сек., не являлось необходимым применять какое-нибудь особое реле. Оценка отклонений линейности синхроскопом или импульсным вольтметром очень проста, не требует применения дальнейшего специального переключающего реле, необходимого при дифференциальном измерении пределов амплитуд импульсов, как приведено в литературе [1]. Недостатком является то, что это упрощение должно быть наверстано хотя бы до определенной степени лучшей устойчивостью амплитуды импульса из генератора, чтобы измерение не нарушалось излишним сдвигом опорного уровня. На точность измерения, как уже было указано, не имеет, в сущности, влияния устойчивость генератора дискриминационного уровня. Результаты измерения показали, что даже с помощью импровизированного оборудования (устройства) можно достичь надежного измерения линейности с точностью 0,02%.

ЛИТЕРАТУРА

- 1] McCOLLOM, K. A., de BOISBLANC, D. R. and THOMPSON, J. B., "Sensitive Measurement of Pulse Amplifier Gain", *Nucleonics* (1958) 74—78.

A NEW LINEAR METHOD OF DISCRIMINATION BETWEEN ELEMENTARY PARTICLES IN SCINTILLATION COUNTERS

E. GATTI AND F. DE MARTINI

POLITECNICO DI MILANO AND ISTITUTO NAZIONALE DI FISICA NUCLEARE, MILAN
ITALY

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

A new linear method of discrimination between elementary particles in scintillation counters.

The general problem of different shape-signal discrimination by means of linear networks is illustrated and a theory is developed to synthesize an "optimum" linear filter in order to discriminate between different specific ionizing power, low energy and elementary particles detected by a scintillation counter.

An electronic circuit embodying such an "optimum" linear filter design is illustrated and experimental results of discrimination between Po^{210} rays and Cs^{137} rays (Compton electrons), detected by an anthracene scintillation counter, are shown.

The experimental resolution power (minimum energy of discrimination) is compared to that theoretically evaluated for the "optimum" filter (10 keV for electrons).

Nouvelle méthode linéaire de discrimination entre particules élémentaires dans des compteurs à scintillation. Les auteurs analysent le problème général de la discrimination de signaux de forme différente au moyen de réseaux linéaires et exposent le principe d'un filtre à linéaire «optimum» permettant d'établir une discrimination entre des particules élémentaires de faible énergie et d'ionisation spécifique différente détectées au moyen d'un compteur à scintillation.

Ils décrivent ensuite un circuit électronique comportant un tel filtre et présentent les résultats expérimentaux d'une discrimination entre les rayons du ^{210}Po et ceux du ^{137}Cs (électrons de Compton) détectés au moyen d'un compteur à scintillation à anthracène.

Enfin, ils comparent le pouvoir de résolution obtenu expérimentalement (énergie minimum de discrimination) à celui qui avait été évalué au moyen de calculs théoriques pour ce filtre (10 keV pour les électrons).

Новый линейный метод дискриминации элементарных частиц в сцинтилляционных счетчиках. Иллюстрируется общая проблема дискриминации сигналов различной формы при помощи линейных блок-схем и разрабатывается теория синтеза „оптимального“ линейного фильтра для дискриминации элементарных частиц малой энергии с различной удельной ионизирующей способностью, детектируемых сцинтилляционным счетчиком.

Дается пример электронной схемы, включающей конструкцию такого „оптимального“ линейного фильтра и приводятся экспериментальные результаты дискриминации между излучениями Po^{210} и Cs^{137} (Комптоновские электроны) при помощи антраценового сцинтилляционного счетчика.

Полученная экспериментально разрешающая способность (минимальная энергия дискриминации) сопоставляется с разрешающей способностью для „оптимального“ фильтра (для электронов в 10 кэв), выведенной теоретическим путем.

Nuevo método lineal de discriminación entre partículas elementales en contadores de centelleo. La memoria plantea el problema general de la discriminación entre señales de formas distintas por medio de circuitos lineales, y desarrolla una teoría para deducir un filtro lineal "óptimo" que sirva para discriminar entre partículas elementales, de bajo nivel de energía y poderes de ionización específica diferentes, detectadas con un contador de centelleo.

Describe un circuito electrónico que incluye un filtro lineal "óptimo" y da los resultados experimentales logrados en la discriminación entre las radiaciones del ^{210}Po y el ^{137}Cs (electrones de Compton) detectadas con un contador de centelleo de antraceno.

Los autores comparan el poder de resolución experimental (la menor diferencia de energía que es capaz de discriminar) con el calculado teóricamente para el filtro "óptimo" (10 keV para electrones).

I. Introduction

The problem related to the distinction of various types of low-energy elementary particles detected by a scintillation counter has been studied for some years and many papers have been written about it [1—5]. In these works some methods are proposed for discriminating between different scintillation pulse-shapes caused by various ionizing particles.

In this work our aim has been to study a linear optimum filter in order to push the discrimination power to a theoretical limit for a particular scintillator and to make possible the distinction between elementary particles whose energy-loss in interacting with the scintillator is relatively small. A preliminary report of this method has already been made [6].

II. Description of the method

Let $\alpha(t)$ and $\gamma(t)$ be the average time-function of two current pulses obtained at the output of a multiplier phototube due to scintillations of two different kinds of particles (e.g. an α particle and a γ -quantum).

The energies of the α particle and γ -quantum are such that the two pulses are normalized to an equal total number N of emitted photoelectrons:

$$\int_0^{\infty} \alpha(t) dt = \int_0^{\infty} \gamma(t) dt = N$$

For the sake of simplicity we shall consider $\alpha(t)$ and $\gamma(t)$ described by the succession of the number α_i and γ_i of photoelectrons emitted, for each type of pulse, in any one of equal time-intervals Δt_i into which the time, beginning with zero instant, is divided.

Then the normalization condition becomes:

$$\sum_i \alpha_i = \sum_i \gamma_i = N \quad (1)$$

The more general linear filter will give a particle identification signal S which can be written as a weighted sum of the contributions α_i and γ_i . In that case:

$$S_\alpha = \sum_i P_i \alpha_i \quad S_\gamma = \sum_i P_i \gamma_i \quad (2)$$

The two signals differ by:

$$\Delta = S_\alpha - S_\gamma = \sum_i P_i (\alpha_i - \gamma_i) \quad (3)$$

If α_i and γ_i are supposed to have statistical Poisson fluctuations, with account also being taken of the fluctuations in amplification of individual photoelectrons (mainly due to the multiplication on the first dynode), the variance ϵ_A^2 of Δ is:

$$\epsilon_A^2 = \sum_i [P_i^2 \epsilon_{\alpha i}^2 + P_i^2 \epsilon_{\gamma i}^2] = \left\{ \sum_i P_i^2 (\alpha_i + \gamma_i) \right\} (1 + \epsilon_A^2) \quad (4)$$

where the variance of the phototube gain ϵ_A^2 is supposed equal to (7):

$$\varepsilon_A^2 = \frac{1}{g-1} \quad (5)$$

g being the secondary emission factor, considered to be equal for all dynodes. The relative variance of Δ is:

$$\frac{\varepsilon_A^2}{\Delta^2} = \frac{\sum_i P_i^2 (a_i + \gamma_i)}{[\sum_i P_i (a_i - \gamma_i)]^2} (1 + \varepsilon_A^2) \quad (6)$$

and the optimum filter is defined by the P_i that reduces this relative variance to a minimum.

We can readily prove that the weights P_i are:

$$P_i = \frac{a_i - \gamma_i}{a_i + \gamma_i} \quad (7)$$

(A greater weight must have, as one might expect, those parts of the signals that differ most, provided that the difference is not one between two large terms).

$\frac{\varepsilon_A^2}{\Delta^2}$ turns out to be

$$\frac{\varepsilon_A^2}{\Delta^2} = \frac{1}{\Delta} (1 + \varepsilon_A^2) \quad (8)$$

and

$$S_\alpha = \sum_i \frac{a_i - \gamma_i}{a_i + \gamma_i} a_i, \quad S_\gamma = \sum_i \frac{a_i - \gamma_i}{a_i + \gamma_i} \gamma_i. \quad (9)$$

Moreover

$$S_\alpha + S_\gamma = 0 \quad (10)$$

as can be seen, taking also into account the condition of normalization. The signals S_α and S_γ are equal in absolute value and opposed:

$$\left| S_\alpha \right| = \left| S_\gamma \right| = \frac{1}{2} \Delta = \frac{1}{2} \sum_i \frac{(a_i - \gamma_i)^2}{a_i + \gamma_i}. \quad (11)$$

Their variances are not generally equal:

$$\varepsilon_{S_\alpha}^2 = \left\{ \sum_i \left(\frac{a_i - \gamma_i}{a_i + \gamma_i} \right)^2 a_i \right\} (1 + \varepsilon_A^2), \quad \varepsilon_{S_\gamma}^2 = \left\{ \sum_i \left(\frac{a_i - \gamma_i}{a_i + \gamma_i} \right)^2 \gamma_i \right\} (1 + \varepsilon_A^2) \quad (12)$$

but they can be considered equal if the two signal shapes do not differ much.

In fact if, with good approximation, one puts $\frac{a_i + \gamma_i}{2}$ in the place of a_i and γ_i in the last equations, one obtains:

$$\varepsilon_{S_\alpha}^2 = \varepsilon_{S_\gamma}^2 = \frac{1}{2} \Delta (1 + \varepsilon_A^2). \quad (13)$$

In Fig. 1, S_α , S_γ , ε_{S_α} and ε_{S_γ} are plotted as functions of the total number N of photoelectrons (energy).

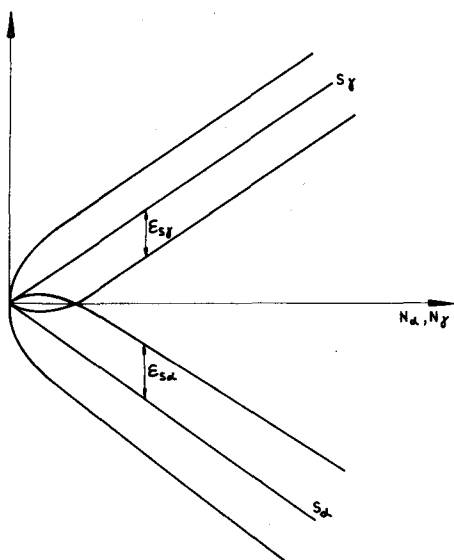


Fig. 1

Plot of the particle discrimination signals S_α and S_γ vs. total number N of emitted photoelectrons (particle energy)

Analogous considerations can be made if one considers a non-linear instrument that provides signals of particle-identification independent of N :

$$R_\alpha = \frac{\sum_i P_i a_i}{N} \quad R_\gamma = \frac{\sum_i P_i \gamma_i}{N}. \quad (14)$$

One can prove that the optimum P_i is the same as in the previous case. The relative variance of the signal $\Delta = R_\alpha - R_\gamma$ turns out to be:

$$\frac{\varepsilon_\Delta^2}{\Delta^2} = \frac{1}{\sum_i \frac{(a_i - \gamma_i)^2}{a_i + \gamma_i}} - \frac{1}{2N} = \frac{1}{N} \left(\frac{1}{\Delta} - \frac{1}{2} \right) (1 + \varepsilon_A^2) = \left[\frac{1}{\Delta} - \frac{1}{2N} \right] (1 + \varepsilon_A^2). \quad (15)$$

The relative variance of Δ is a little smaller than that of Δ owing to the correlation among the fluctuations in the total number N of photoelectrons and in the particle-identification signal S .

A geometric interpretation of the operation performed on the signals represented by a_i and γ_i can prove interesting. The succession of the quantities a_i and γ_i can be interpreted as two vectors \mathbf{H}_α and \mathbf{H}_γ in Hilbert space. The scalar products (2) give the magnitude of the projections of \mathbf{H}_α and \mathbf{H}_γ on the weight vector \mathbf{P} whose components are given by (7) and which results in being orthogonal to $\mathbf{H}_\alpha + \mathbf{H}_\gamma$. In fact:

$$\sum_i \left(\frac{\alpha_i - \gamma_i}{\alpha_i + \gamma_i} \right) (\alpha_i + \gamma_i) = 0 \quad (16)$$

owing to the conditions of normalization.

The condition of normalization forces the representative points of the vectors H_α and H_γ to belong to the plane:

$$\sum_i x_i = N. \quad (17)$$

Owing to (7) the three vectors: $Z = H_\alpha + H_\gamma$, $D = H_\alpha - H_\gamma$ and P are bound by the relation:

$$d_i = z_i p_i \quad (18)$$

which can be interpreted as a vectorial homography between the vectors D , P fixed by the components of Z .

Operation (2) corresponds to the more general linear operation made on signals $\alpha(t)$ and $\gamma(t)$ (which we suppose to be equal to zero for $t < 0$ and $t > T$), and, if we consider continuous functions, represents the value of the integrals:

$$S_\alpha = \int_0^T P(t) \alpha(t) dt \quad S_\gamma = \int_0^T P(t) \gamma(t) dt. \quad (19)$$

It is well known that the value of these integrals is given by the output signal, at the time T , of a linear system characterized by the response $Q(t) = P(T-t)$ to Dirac's δ -function, when excited by the signals $\alpha(t)$ or $\gamma(t)$.

III. Description of the pulse shape discriminator

The above method has been applied for separating elementary particles in an anthracene crystal. The weight-function was determined, starting from the scintillation waveforms of α particles from Po^{210} and γ quanta from Cs^{137} . These waveforms were determined by differentiating graphically the recorded waveforms of the voltage pulses. These were obtained, integrating on a capacity the current-pulses supplied by a multiplier phototube, respectively for scintillations due to 3-MeV α particles and 300-keV electrons. The curves obtained were normalized (Fig. 2) and gave the weight function drawn in Fig. 3.

In the constructed circuit (Fig. 4) is included a formation network which gives a response to the $\delta(t)$ function equal to that of the weight function reversed with respect to time. Such a network consists of two delay-lines termed on suitable impedances and fed by means of two White cathode-followers, (V 1—2) and (V 3—4). As it has been stated above, the response of this network to a scintillation pulse (e.g. a γ), once sampled to a suitable time T , gives the discrimination signal $S_\gamma = \sum_i P_i \gamma_i$. The circuit therefore includes a sampler capable of bringing into evidence the desired value, at the time T , of the pulse emerging from the formation network.

The sampler is essentially made up of a White cathode follower, (V 6—7) at the output of which is a voltage pulse obtained by injecting a current calibrated pulse on a 300- Ω resistance, by means of a triode (V 8) brought into conduction, for a sampling time of 100 ns, from the cathode follower (V 9).

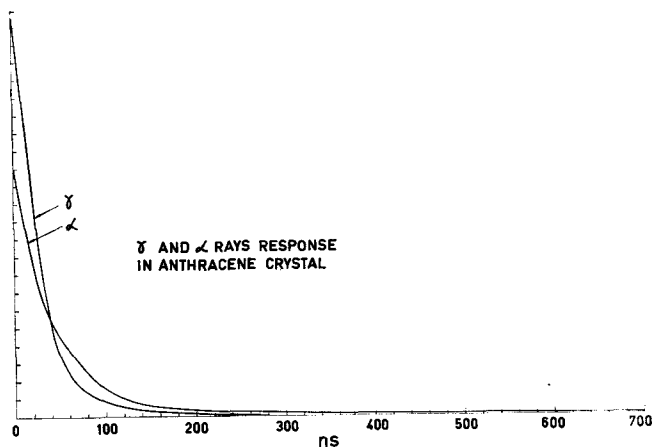


Fig. 2

Normalized scintillation pulses of an α particle and a quantum γ (Compton electrons) in anthracene crystal

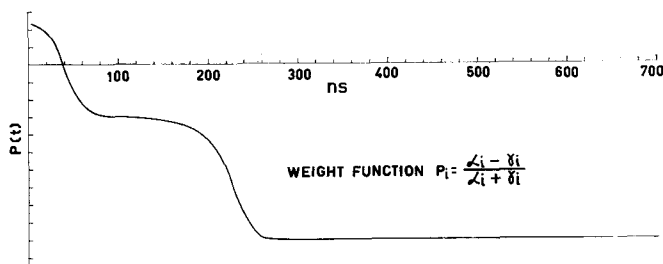


Fig. 3

Weight function relative to the scintillation pulses of Fig. 2 for the optimum filter

The sampled pulse is subsequently lengthened by the diode (V 12) on a 200-pF capacity and brought to zero by the diode (V 13), after 4 μ s, to reduce the dead time of the system. This pulse is the output of the system as far as the distinction signal of the particles is concerned.

The signal can be sent into a Schmitt discriminator (V 17—18) with the threshold adjusted to a suitable level so as to obtain standard pulses in correspondence with a definite kind of particle. In fact, if two types of particles are to be discerned (e.g. γ and α), the output signals of the filter at the sampling instant are all positive for one type of particle and all negative for the other. Therefore the Schmitt threshold should be adjusted to a voltage value equal to the height of the fixed step added by the sampling operation.

The practical achievement of an optimum network is never perfect and therefore the straight lines of Fig. 1 are not generally symmetrical with respect to the horizontal axis: to allow an adjustment corresponding to a rotation of the two lines, it was found convenient to add an adjustable fraction of the energy signal to the discrimination

signal of the particles. This is obtained by injecting a fraction of the energy signal, via the potentiometer P 1, into the virtual ground on a (V 5) grid.

If the types of particles are more than two, the circuit maintains a discrimination power. In fact the normalized pulses corresponding to various types of particles can be thought to be, as a first approximation, linear interpolations between the waveforms of Fig. 2. Consequently the shape of the weight function necessary for the optimum discrimination between various kinds of particles is very well approximated by the weight-function furnished by the quoted filter, if the waveshape of the various kinds of particles are not very different, as in our case.

VI. Experimental results

The tri-dimensional representation of the number of pulses corresponding to two spectra α (Po^{210}) and γ (Cs^{137}) in an anthracene crystal (size: $1 \times 1 \times 1 \text{ cm}^3$) as a function of the particle-discrimination signal $S(E)$ and of the energy E is shown in Fig. 5. This representation has been obtained by sending the particle-discrimination signals $S(E)$ and the respective energy E signals to the two inputs of a 200-channel pulse-height analyser operating with an arrangement of 10×20 channels.

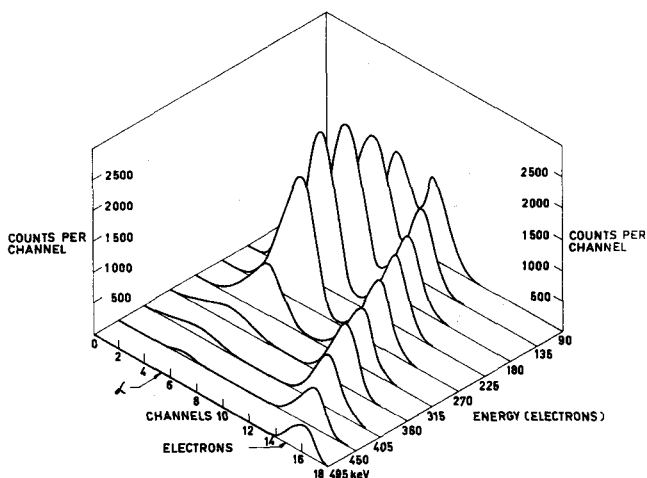


Fig. 5

Tridimensional representation of the number of pulses vs. particle energy E and particle discrimination function $S(E)$ obtained by scintillation of Po^{210} α particles and Cs^{137} γ rays in anthracene crystal by means of a 200-channel pulse-height analyser (arrangement 10×20 channels)

The calibration of the energy scale was taken by assuming as a reference the Compton edge energy ($E \simeq 477 \text{ keV}$) of the spectrum due to Cs^{137} gamma-rays in the scintillator.

Further evaluation of the resolution in discrimination between particles and electrons was made by sending the energy signals of the particles to the input of a single-channel pulse-height analyser which sorts out the signals corresponding to a certain energy interval of the particles (E_m is the mean value of the energy interval). The output of

the single channel is sent to the input of a coincidence circuit of a 100-channel pulse-height analyser which classifies the discrimination pulses $S(E)$ of the particles. Fig. 6 shows two experimental curves obtained separately with the Po^{210} and Cs^{137} sources in an anthracene crystal. The partially overlapping curves correspond to α particles and to electrons whose energy is included between 72 and 79 keV. (The Po^{210} source was placed at a convenient distance from the scintillator to increase the number of low-energy particles.)

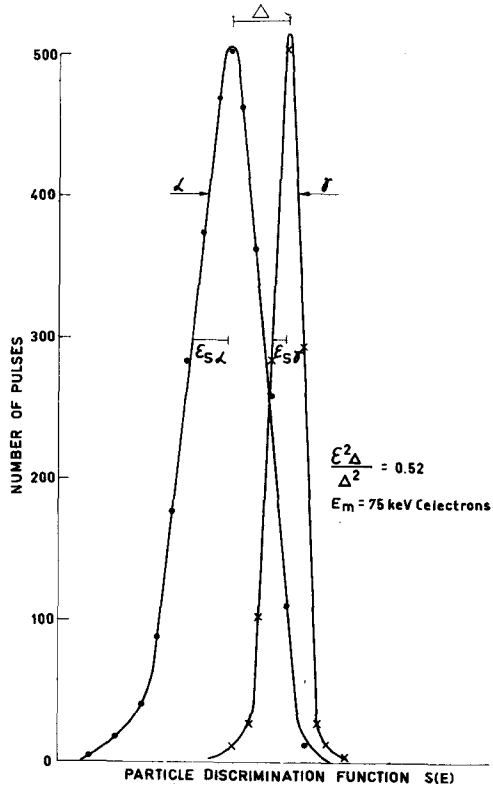


Fig. 6

Experimental curves relative to α particles and electrons in the energy range 72–79 keV showing the distribution of the pulses on the values of the particle-discrimination function (arbitrary scale)

On the experimental curves of Fig. 6 we calculate the value of the relative variance of the discrimination signal for particles of an energy included in the above range. If $\varepsilon_{S\alpha}$ and $\varepsilon_{S\gamma}$ are the standard deviations of the gaussian distributions and Δ is the distance between the centroids of the two curves, the relative variance of Δ results:

$$\left(\frac{\varepsilon_{\Delta}}{\Delta} \right)_{E_m}^2 = \frac{\varepsilon_{S\alpha}^2 + \varepsilon_{S\gamma}^2}{\Delta^2} = 0.52. \quad (20)$$

Since:

$$\frac{\Delta^2}{\varepsilon_A^2} = \frac{1}{1 + \varepsilon_A^2} \sum_i \frac{(a_i - \gamma_i)^2}{a_i + \gamma_i} = \frac{\Delta}{1 + \varepsilon_A^2}$$

and since Δ is a linear function of N (energy of the particles) we can define a threshold discrimination-energy such as that for which we have $\frac{\Delta^2}{\varepsilon_A^2} = 1$.

(We assume here that the $a(t)$ and $\gamma(t)$ waveforms are independent of the energy of the particles).

Such energy turns out to be:

$$E_d = E_m \left(\frac{\varepsilon_A^2}{\Delta^2} \right)_{E_m} \quad (21)$$

Since in our case $E_m = 75$ keV (for electrons) the threshold discrimination-energy, as above defined, turns out to be:

$$E_d = 39 \text{ keV (for electrons)}$$

This experimental result can be compared with the theoretical value of the discrimination energy which can be obtained by introducing the parameter

$$r = \frac{\varepsilon_A^2}{\Delta^2} \cdot \frac{\varepsilon_N^2}{N^2} \quad (22)$$

which gives the ratio between the relative variance of a particle-distinction measurement and an energy measurement.

The value of r is an intrinsic quantity of the scintillator and is calculated on the basis of the experimental scintillation waveforms. Parameter r can be written as:

$$r = \frac{N}{(1 + \varepsilon_A^2) \frac{\varepsilon_A^2}{\Delta^2}} = \frac{N}{\Delta} \quad (23)$$

and can be interpreted as a number of photoelectrons equivalent to a unit-variance of a variable Δ . From the examination of the formula we can also note that r is half the inverse of the angular coefficients of the straight lines S_a and S_γ of Fig. 1. The value r was calculated on the basis of the experimental curves of Fig. 2 and its value was found equal to 7.

The minimum theoretical energy is therefore equal to:

$$E_d^* = r \cdot (1 + \varepsilon_A^2) \frac{W}{\eta} \quad (24)$$

where $\frac{W}{\eta}$ is the mean energy in keV lost by a particle in the scintillator necessary for the emission of a photoelectron by a photocathode of Cs₃Sb of 40 $\mu\text{A/lumen}$.

The value of $\frac{W}{\eta}$ turns out to be [8] equal to 1.4 keV/photoelectron for low-energy electrons in anthracene.

Hence:

$$E_d^* = 13.3 \text{ keV (for electrons)}$$

(We assume the value of the variance ε^2 , as defined in part 2, to be $\simeq 0.33$, assuming the mean secondary emission factor g is equal to 4.)

The large difference between the experimental and theoretical value of threshold-discrimination-energy has not been explained.

It has been observed that the width of the α curves, as these of Figs. 5 and 6, is larger than that expected at low energy as if to say the Poisson statistic assumed for the fluctuations of the scintillation waveshapes is no longer valid for α particles at low energy.

As a demonstration of the instrument performance Fig. 7 shows two spectra α (Po^{210}) and γ (Cs^{137}) obtained simultaneously with an anthracene crystal (size $1 \times 1 \times 1 \text{ cm}^3$).

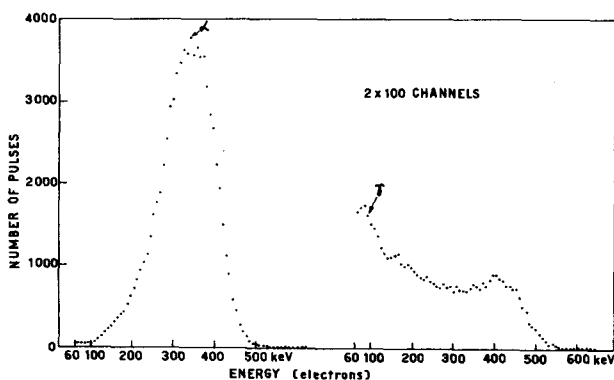


Fig. 7

Po^{210} α particles and Cs^{137} γ spectra in anthracene crystal (size $1 \times 1 \times 1 \text{ cm}^3$) recorded by means of a 200-channel pulse-height analyser (arrangement 2×100 channels)

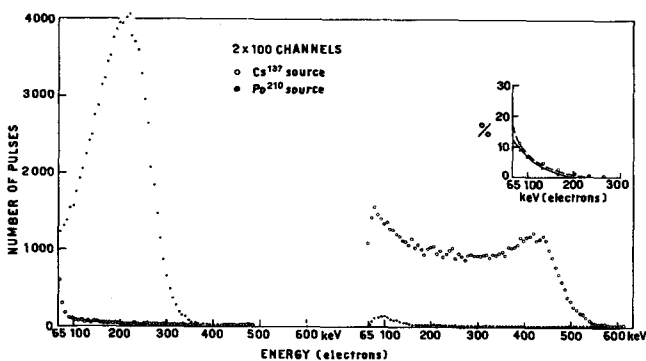


Fig. 8

Po^{210} α particles and Cs^{137} γ spectra in anthracene crystal (size $1 \times 1 \times 1 \text{ cm}^3$) recorded by means of a 200-channel pulse-height analyser (arrangement 2×100 channels) being the sources presented at successive times to the scintillator. In the right hand of the Figure is also shown the percentage fraction of the pulses that are not commuted in the correct set of channels

The spectra were obtained with a 200-channel pulse-height analyser in the 2×100 -channel arrangement. The commutation of the pulse corresponding to the two types of particles on channels 1—100 and 101—200 is achieved by means of the quoted Schmitt discriminator, contained in the circuit.

Fig. 8 shows two spectra α and γ obtained with the same crystal used in the case of the spectra of Fig. 7 but with the sources being presented at successive times to the scintillator.

(The α spectrum is different from that of Fig. 7 because of the different position of the source.) Fig. 8 also shows the plot of the percentage of the pulses that are not commuted into the correct set of channels.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors of this paper wish to thank Dr. G. Fabri for the great help given in the research connected with the scintillation phenomena and to G. Lepre and I. Galgani for their valuable assistance in the realization of the circuit and in the preparation of the paper.

REFERENCES

- [1] BROOKS, F. D., "A Scintillation Counter With Neutron and Gamma Rays Discriminators", *Nucl. Instr.* **55**, 4 (1959) 151—162.
- [2] BROOKS, F. O. *et al.*, *IRE Trans. Nucl. Sci.* **NS-7**, 3 (1960).
- [3] FORTE, M., 2nd UN Int. Conf. PUAE, A/CONF. 15/P/1514 (1958).
- [4] OWEN, R. B., *IRE Trans. Nucl. Sci.* **NS-5**, 3 (1958) 198.
- [5] MONAGHAM, R. *et al.*, "Dual phosphor detectors", *IRE Trans. Nucl. Sci.* **NS-7** (1960).
- [6] GATTI, E., "Rendiconti del Seminario matematico e fisico di Milano", **XXXI** (1960).
- [7] MORTON, G. A., Proc. UN Int. Conf. PUAE, **XIV** (1956) 255.
- [8] SHARPE-TAYLOR, "Mesure et détection des rayonnements nucléaires", Dunod (1958), 134—135.

ELECTRONIC METHODS FOR DISCRIMINATING SCINTILLATION SHAPES

M. FORTE, A. KONSTA AND C. MARANZANA

EUROPEAN ATOMIC ENERGY COMMUNITY

CCR, ISPRA

ITALY

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

Electronic methods for discriminating scintillation shapes. As reported previously, the scintillation pulse shape, which is characteristic of the exciting particle type (electron, proton, alpha, etc.), can be converted into a pulse-height independent parameter. This displays, by means of a multichannel analyser, the composition of a mixed particle beam which excites the scintillator. This method was successful with several scintillators, both of the organic and the inorganic type.

Details are given of the electronic techniques used for converting the pulse shapes. For the simpler case of discrimination between only two classes of pulses (e. g. neutron-gamma discrimination) the use of passive networks has also been considered possible for further improvements and simplifications. A few networks were tried, the main results being that, in the presence of gamma background, the discrimination of recoil protons in liquid scintillators was extended to small pulses of a few decades of photoelectrons and the discrimination of neutron-capture fragments in boron-loaded liquids was obtained. Some of these networks operated with pulses of the same polarity, from two of the last dynode, or even with the output from a single electrode. This may be useful when it is convenient to use the anode independently, e. g. for operating fast time circuits.

Méthodes électroniques de discrimination des formes des impulsions issues de scintillateurs. On sait que la forme des impulsions délivrées par un détecteur à scintillations, qui est fonction du type de particule excitatrice (électron, proton, particule alpha, etc.), peut être convertie en un paramètre d'amplitude d'impulsion indépendant. Cette propriété permet de déterminer, à l'aide d'un sélecteur multicanaux, la composition d'un faisceau de particules mixte qui frappe le scintillateur. Cette méthode a été utilisée avec succès dans le cas de plusieurs scintillateurs, tant organiques qu'inorganiques.

Les auteurs donnent des précisions sur les procédés électroniques employés pour convertir la forme de l'impulsion. Dans le cas le plus simple, celui où la discrimination ne doit se faire qu'entre deux types d'impulsions seulement (neutrons et rayons gamma, par exemple), on a également envisagé l'emploi de réseaux passifs qu'il serait possible d'améliorer et de simplifier. Les auteurs ont fait l'essai de quelques réseaux; ils sont notamment parvenus, en présence d'un bruit de fond dû à des rayons gamma, à réaliser la discrimination dans des scintillateurs liquides de protons de recul ne délivrant que de faibles impulsions (quelques dizaines de photo-électrons) et celle de fragments de capture de neutrons dans des scintillateurs liquides contenant du bore. Certains de ces réseaux ont pu fonctionner avec des impulsions de même polarité issues de deux des dernières dynodes, et même avec les impulsions de sortie délivrées par une seule électrode. Il y a là une possibilité intéressante pour les cas où il est indiqué d'utiliser l'anode séparément, par exemple pour le cycle de synchronisation.

Электронные методы дискриминации форм сцинтилляции. Как уже сообщалось раньше, форма сцинтилляционного импульса, характеризующая тип возбуждающей частицы (электрон, протон, альфа и т.д.), может быть превращена в независимый от амплитуды импульса параметр. Это позволяет выявить посредством многоканального анализатора состав возбуждающего сцинтиллятор пучка со смешанными частицами. Этот метод был успешно применен к нескольким сцинтилляторам как органического, так и неорганического типа.

Приводятся детали электронных методик, использованных для преобразования формы импульсов. Для более простых случаев дискриминации только между двумя видами

импульсов (например, дискриминация нейтронов от гамма-излучений) рассматривалась также возможность использования пассивных схем, представляющихся перспективными для дальнейших усовершенствований и упрощений. Было испробовано несколько схем, главным результатом чего было то, что при наличии фона гамма-излучения удалось распространить дискриминацию протонов отдачи в жидких сцинтилляторах на малые импульсы всего лишь в несколько десятков фотоэлектронов, а также добиться дискриминации осколков захвата нейтронов в содержащих бор жидкостях.

Некоторые из этих схем были предназначены для работы с импульсами одинаковой полярности, подаваемыми двумя последними электродами умножителя, или даже с выходными импульсами одного лишь электрода. Это может оказаться полезным при независимом использовании анода, например, для хронирования импульсов.

Métodos electrónicos de discriminación de forma de impulsos de centelleo. Como ya se ha señalado, la forma de los impulsos emitidos por un centelleador, que es característica del tipo de partícula excitante (electrón, protón, partículas alfa, etc.), puede convertirse en una amplitud de impulso como parámetro independiente. Ello permite determinar, utilizando un analizador multicanal, la composición de un haz mixto de partículas que excite el centelleador. Este método se ha aplicado con éxito empleando varios centelleadores de tipo orgánico e inorgánico.

Los autores describen con detalle las técnicas electrónicas utilizadas para convertir la forma de los impulsos. En el caso más sencillo de discriminación entre sólo dos clases de impulsos (por ejemplo, discriminación de neutrones y rayos gamma), se ha estudiado la conveniencia de utilizar redes pasivas, susceptibles de nuevos perfeccionamientos y simplificaciones. Se han ensayado varios tipos de redes y el principal resultado obtenido consiste en la discriminación, en presencia de un fondo gamma, de los protones de retroceso en centelleadores líquidos hasta impulsos débiles, de unas cuantas decenas de fotoelectrones, y la discriminación de fragmentos emitidos por captura neutrónica en líquidos conteniendo boro. Algunas de estas redes fueron capaces de operar con impulsos de la misma polaridad emitidos por dos de los últimos dinodos, incluso con la salida de un solo electrodo. Ello puede ser útil cuando conviene emplear el ánodo independientemente, por ejemplo, para sincronización.

It has been found in the last few years that the scintillation pulse shapes, given by many of the commonly used phosphors, both of the organic and the inorganic type, are more or less dependent upon the specific ionization of the particle.

I. Most of the organic scintillators (crystals, liquids and plastics) show the same typical behaviour. The scintillation is composed of a fast initial decay, followed by some components of longer duration, mainly due to ion recombination. More heavy excitation particles produce a stronger quenching of the fast component, but do not influence the longer ones very much. This property can be applied for discriminating between particles of different types, such as fast neutrons and gamma rays. Experimentally, rather general criteria of discrimination have been introduced, such as comparing the total scintillation-pulse charge with the height of the initial peak [1], or with the charge of the latter [2].

We deal with the second method. The comparison can be accomplished very simply by means of some passive networks.

In an earlier experimental technique, developed in our laboratory, the initial peak was separated from the whole pulse by means of a shorted delay line and a crystal diode, operating at the photomultiplier anode and its charge was balanced with the total charge taken from a dynode. The resulting signal, having a certain polarity for one type of particle only, could be detected by a voltage discriminator.

Improvements and simplifications have been recently obtained, by using double-RC differentiation instead of delay-line clipping. The scintillation pulse, made of a fast and slow decay components, is differentiated through a double-RC network. With a

suitable choice of the constants, the area of the resulting peak and of the undershoot, which are equivalent and opposite, is determined only by the charge of the fast component (this is referred to as "prompt charge").

Separating either the peak or the undershoot by means of a fast diode, causes the prompt charge to be detected. This is balanced with the total charge and the result is integrated.

Among the possible circuits three different types are proposed:

(a) See Fig. 1 (a). Here the outputs from both the anode and one dynode are used. At the anode the peak is caught, to get the prompt charge (negative).

(b) See Fig. 1 (b). Two dynodes are used. The prompt charge is got from the negative undershoot.

(c) See Fig. 1 (c). One electrode (e.g. dynode) only is used. The (negative) undershoot is mixed with the (positive) total charge, taken directly at the dynode connection.

In the last two cases, the rise of the pulses to be mixed is not simultaneous and therefore suitable smoothing circuits must be inserted before the output. In both cases the anode is left free. This may be useful when an independent negative output is needed, e.g. for feeding fast time circuits. In the last case, moreover, the discrimination effect should not be influenced by changes of the interstage gain.

The above circuits have been applied to discriminate, against gamma background, fast and slow neutrons, detected by liquid scintillators NE 211 and NE 311 (boron loaded). With the containers used, the scintillation efficiency of both was only 50% of anthracene.

Fig. 2 shows the Po-Be neutron pulse-height spectrum, gated by means of the shape-

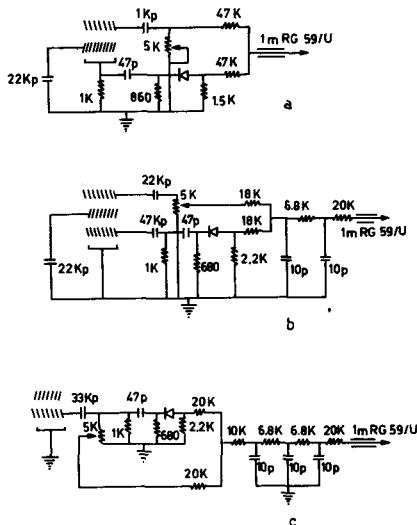


Fig. 1

Three different types of proposed circuits

- (a) Outputs from both the anode and one dynode
- (b) Using two dynodes
- (c) Using only one electrode

discriminator, type (a). The gamma-discrimination efficiency was approximately 1% counted pulses. The proton-detection efficiency dropped below ~ 75 keV of the electron pulse-height scale.

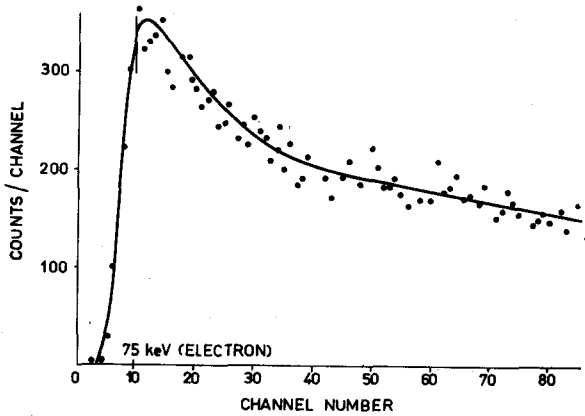


Fig. 2

Pulse-height spectrum of Po-Be neutrons, gated by means of the shape-discriminator, type (a)

With boron-loaded liquid the neutron-capture fragments have been discriminated from gamma rays. This is shown in Fig. 3 by the appearance of the high peak in the spectrum (a), obtained with the source surrounded by paraffin, in comparison with the spectrum (b) (mainly due to recoil protons), obtained without paraffin and reported on the same scale.

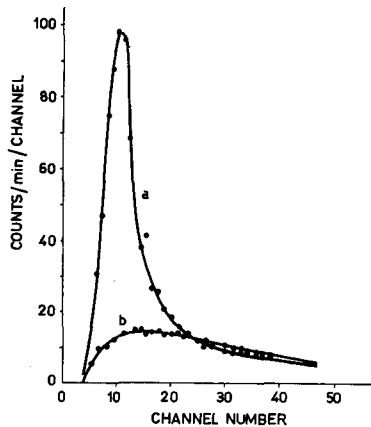


Fig. 3

Diagram showing the discrimination of neutron-capture fragments in boron-loaded liquid.
(a) Captured neutrons

The above results are very preliminary. We hope to obtain a good discrimination of protons at lower energies when using scintillators which are known to have better discrimination properties, such as stilbene and the special NE 213 liquid. Further possible improvements in the circuit design are also considered.

II. The behaviour of inorganic scintillators seems to be rather complex and does not afford a uniform criterion for particle discrimination. In order to display any mode of variation of the scintillation pulse-shape, depending on the type of exciting particle, we have developed a rather general method based on the following principle [3]:

The pulse from the anode of the photomultiplier is fed to an RC-coupled circuit in order to obtain a double differentiation (Fig. 4). The output pulse will cross the zero once after a defined time t . This time is a function of the pulse shape and does not depend on the pulse amplitude.

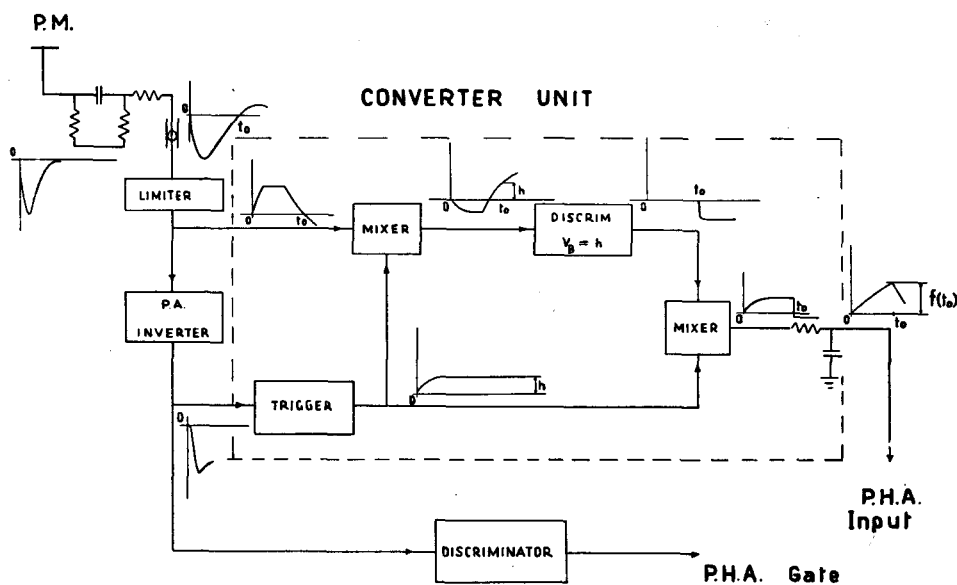


Fig. 4
Operational diagram for the pulse-shape discrimination

Characteristic values of t_0 will correspond to different particle types which produce distinct pulse shapes. The purpose of the electronic system (Fig. 4), is to convert t_0 into an amplitude signal $f(t_0)$, to be measured with a multichannel analyser. The height of the pulses is first limited for practical reasons. The front of the pulse starts a trigger that generates a pedestal of a well defined height h . The pedestal is mixed to the previously shaped pulse.

At the time t_0 the resulting shape will reach the level h and trigger the following discriminator, preset at a bias equal to h . The two trigger pulses are mixed and the result is integrated in order to give an amplitude signal $f(t_0)$, to the pulse-height analyser. A side channel controls the gate of the analyser, to prevent the registration of scintillation

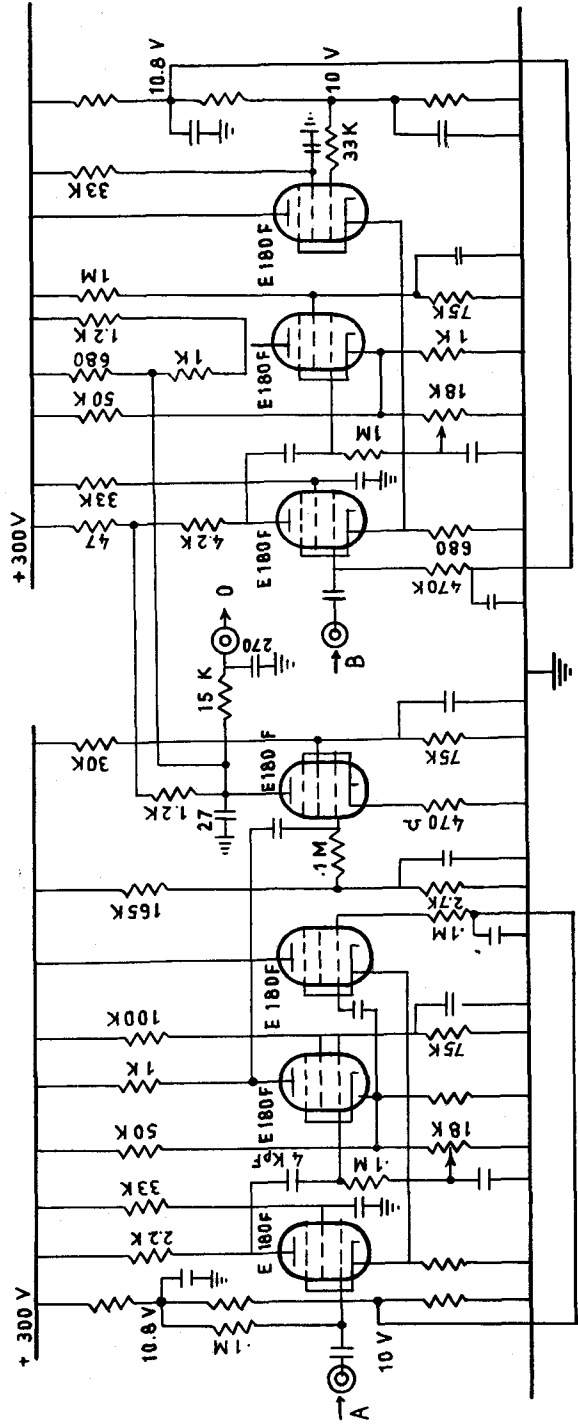


Fig. 5
Electronic diagram of the pulse-shape to height-converter

pulses below a given amplitude. The electronic circuit of the pulse-shape to height-converter is shown in Fig. 5.

The type of triggers used can operate at low threshold (10–100 mV), with a good stability. The circuit is composed of a pair of conducting tubes, coupled through a cathode follower cut off in the quiescent state.

The scintillators were excited with gamma rays from Cs^{137} , Co^{60} , Na^{22} and Ra; recoil protons from a thick polyethylene radiator exposed to a Po-Be source; and alpha particles from a U^{238} thick source.

In order to show the behaviour of the scintillators under good statistical accuracy, the discrimination level of pulse heights was usually about 1 MeV for electrons.

The following results were obtained:

With NaI(Tl) a good separation between gammas and protons was possible, as shown in Fig. 6. The position of the alpha peak and the proton peak were almost coincident (Fig. 7), showing no difference between the oscillation shapes. This result is in agreement with oscillographic measurements of the pulse shapes, made by OWEN [5].

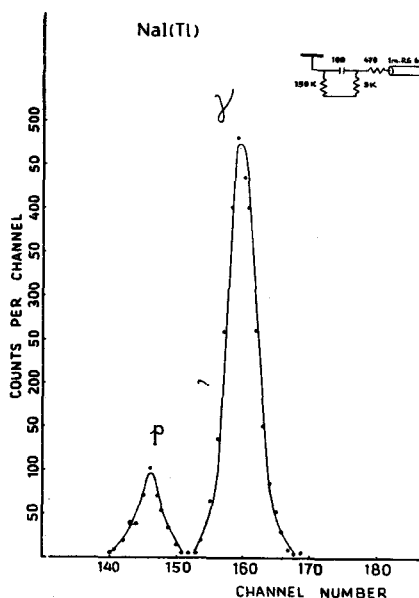


Fig. 6

Separation between gamma and proton peaks with NaI(Tl)

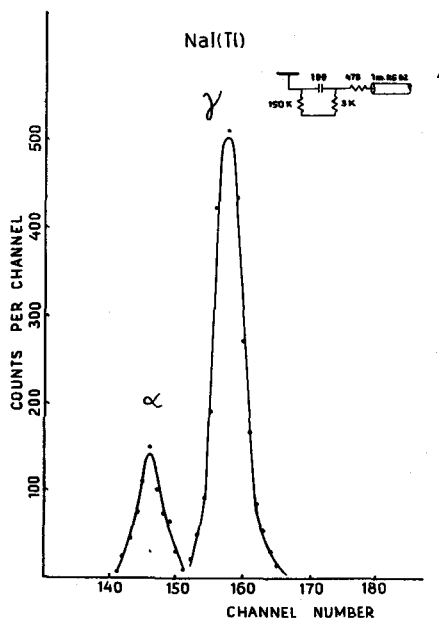


Fig. 7

The position of the alpha peak is almost coincident with the proton peak shown in Fig. 6

With CsI(Tl) three distinct peaks were obtained (Fig. 8), in agreement with the oscillographic measurements of the decay times obtained by STOREY *et al.* [6] and by

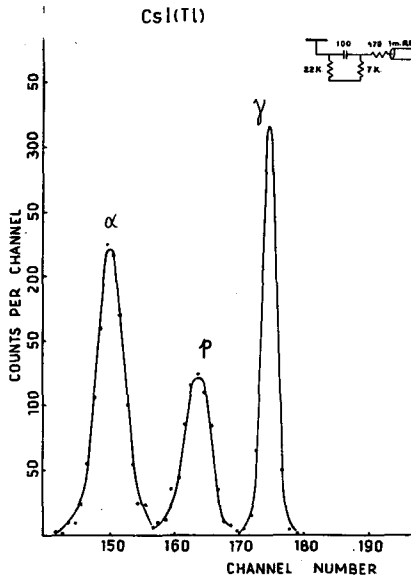


Fig. 8

Separated alpha and proton peaks are obtained with CsI(Tl)

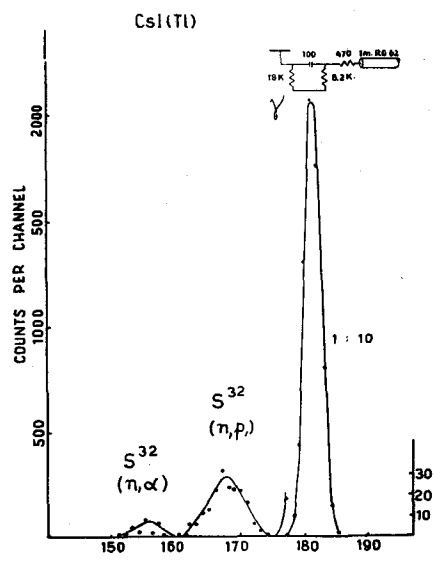


Fig. 9

Example of identification of (n,p) and (n,α) reactions with CsI(Tl)

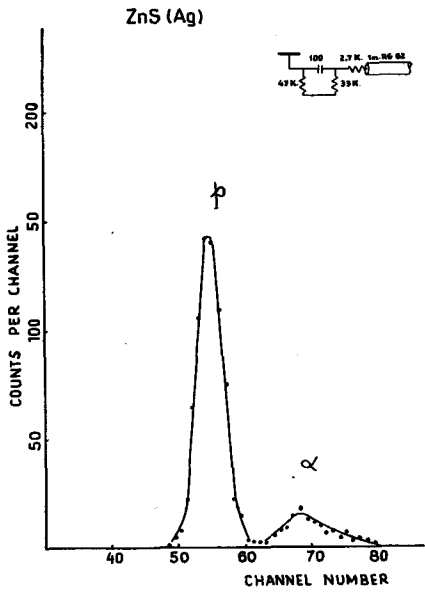


Fig. 10

With ZnS(Ag), the relative distance between the proton and alpha peaks is much larger than in previous cases

KOCH *et al.* [7], in contrast with Owen, who found no distinction between alphas and protons. The use of CsI (Tl) for identifying the particles produced in a nuclear reaction is shown in Fig. 9. In this case the scintillator detected (n, p) and (n, α) reactions in a S^{32} target, irradiated by fast neutrons. The detected number of gammas from the Po-Be source was, of course, several times larger than the reaction products.

With ZnS (Ag) (Fig. 10), the relative distance between the proton and alpha peaks is much larger than in previous cases although, in our measurements, this effect was masked by an excessive broadening of the peaks, due to various experimental reasons. However ZnS seems a very promising discriminator for mixed particle beams.

The behaviour of Li (Eu) was studied with slow neutrons. Unfortunately no practical difference was found between gamma rays and the Li fragments due to neutron capture.

The discrimination method has also been applied to organic scintillators with much shorter decay times and in some cases has been found very efficient. The discrimination of protons was excellent with stilbene and anthracene (Figs. 11 and 12). In the case of anthracene, when the acceptance level for the scintillation amplitudes was reduced to less than 300 keV of electron, a reasonable discrimination of protons was still obtained (Fig. 13).

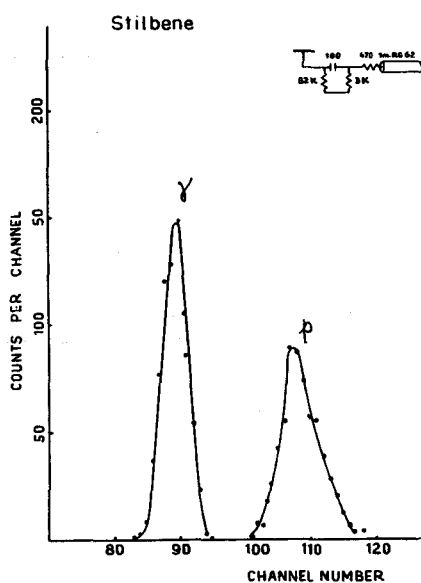


Fig. 11

Diagram showing excellent discrimination of protons with stilbene

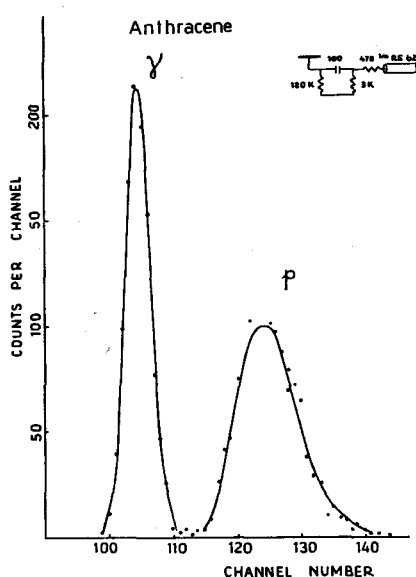


Fig. 12

Discrimination of protons with anthracene at usual gate bias (≈ 1 MeV electron)

Alpha particles could also be fairly well separated from gammas, although they have a severely reduced scintillation efficiency (Fig. 14). With liquid scintillators only a poor discrimination of protons was possible.

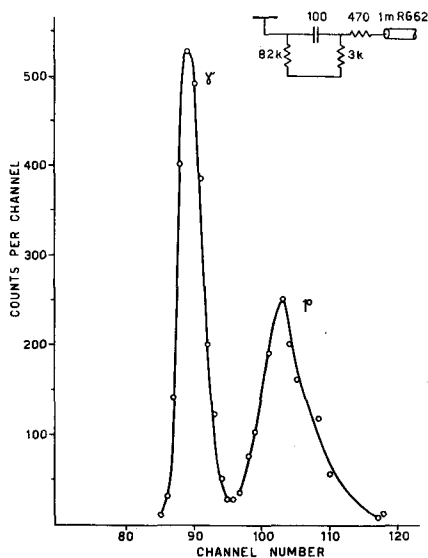


Fig. 13

Discrimination of protons with anthracene,
at reduced gate bias (≈ 300 -keV electron)

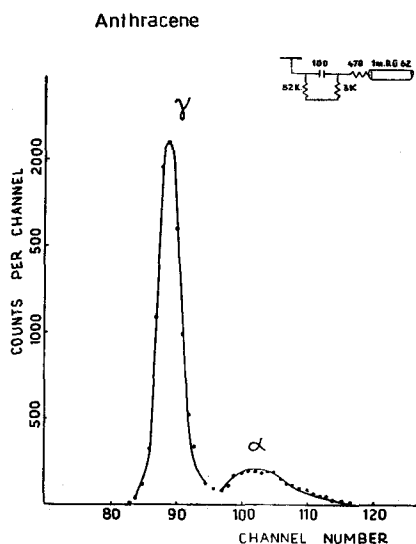


Fig. 14

Discrimination of alphas with anthracene

REFERENCES

- [1] BROOKS, F. D., AERE NP/gen/8.
- [2] FORTE, M., *Nuovo Cimento* 9, X, Suppl. 2 (1958) 390.
- [3] FORTE, M., *Studia Ghisleriana*, Ser. IV, II (1959).
- [4] FORTE, M. and KONSTA, A., *Selected topics in radiation dosimetry*, IAEA, Vienna (1961), 243.
- [5] OWEN, R. B., *International Symposium on Nuclear Electronics*, Paris (1958).
- [6] STOREY, R. S., JACK, W. and WARD, A., *Proc. Phys. Soc.* 72, A, 1 (1958).
- [7] KOCK, KOEHLIN, MOUGIN and TREGUER, *Intern. Symposium on Nuclear Electronics*, Paris (1958).

NOUVEAU DISPOSITIF DE DISCRIMINATION DE FORMES—APPLICATION A L'ÉTUDE DE LA DIFFUSION ÉLASTIQUE NEUTRON-PROTON A 14,6 MeV

J. P. CRETTEZ, F. CAMBOU ET G. AMBROSINO
LABORATOIRE MAURICE DE BROGLIE, PARIS
FRANCE

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

New apparatus for discriminating shapes—application to the study of neutron-proton elastic scattering at 14.6 MeV. The mean life of scintillations in caesium iodide is dependent on the nature of the ionizing particle, the shortest life corresponding to the highest ionization density.

This property is utilized for distinguishing different particles producing scintillations of similar amplitude. The apparatus described is a shape discriminator. It measures the time required by the scintillation to fall from its maximum to an adjustable fraction thereof. A time-amplitude converter provides a pulse the height of which is proportional to the time so measured. A comparison is then made between the shapes of the scintillations produced by alpha particles, protons and electrons, and the results obtained are shown.

Application of this method to the measurement of recoil protons set in motion in a thin hydrogenated diffuser by a neutron flux is also described. Suppression of the pulses produced by gamma rays makes it possible to deduce from the spectra obtained the variation of the differential elastic scattering cross-section in terms of the angle, for d-t reaction neutrons.

Nouveau dispositif de discrimination de formes — Application à l'étude de la diffusion élastique neutron-proton à 14,6 MeV. La vie moyenne des scintillations dans l'iodure de césium varie suivant la nature de la particule ionisante. A la plus grande densité d'ionisation correspond la vie la plus courte.

Cette propriété est employée pour distinguer différentes particules produisant des scintillations d'amplitude analogue. L'appareil décrit est un discriminateur de forme. Il mesure le temps mis par la scintillation pour passer de son maximum à une fraction réglable de cette amplitude. Un convertisseur temps-amplitude fournit une impulsion dont la hauteur est proportionnelle au temps ainsi mesuré. Les auteurs comparent les formes des scintillations produites par les particules α , les protons, les électrons; ils présentent les résultats obtenus.

Les auteurs décrivent l'application de cette méthode à la mesure des protons de recul qu'un flux de neutrons met en mouvement dans un diffuseur hydrogéné mince. La suppression des impulsions dues aux rayons γ permet de déduire des spectres obtenus la variation de la section efficace différentielle de diffusion élastique en fonction de l'angle pour les neutrons de la réaction d-t.

Новый дискриминатор по форме — применение к изучению упругого рассеяния нейтрон-протон с 14,6 мэв. Средняя продолжительность жизни сцинтилляций в йодистом цезии меняется в зависимости от характера ионизирующей частицы. Самой высокой плотности ионизации соответствует самая короткая продолжительность жизни.

Это свойство используется для обнаружения различных частиц, дающих сцинтилляции аналогичной амплитуды. Описываемый прибор является дискриминатором по форме. Он измеряет время, затрачиваемое сцинтилляцией для перехода от своего максимума до управляемой части этой амплитуды. Время-амплитудный преобразователь дает импульс, высота которого пропорциональна измеренному таким образом времени. В работе сравниваются формы сцинтилляций, произведенных альфа-частицами, протонами и электронами. Далее излагаются полученные результаты.

Авторы описывают применение этого метода к измерению протонов отдачи, приводимых в движение потоком нейтронов в тонком водородном диффузоре. Гашение импульсов,

вызываемых гамма-лучами, позволяет вывести из полученных спектров колебание дифференциального эффективного сечения упругого рассеяния в зависимости от угла для нейтронов реакции d-t.

Nuevo dispositivo para discriminación de formas — Aplicación al estudio de la dispersión elástica neutrón-protón a 14,6 MeV. La vida media de los centelleos en el yoduro de cesio varía según la naturaleza de la partícula ionizante. La vida más corta corresponde a la densidad de ionización más elevada.

Los autores aprovechan esta propiedad para distinguir entre sí partículas que producen centelleos de amplitud análoga. El aparato descrito es un discriminador de forma de impulsos. Mide el tiempo que tarda el centelleo en pasar de su máximo a una fracción regulable de dicha amplitud. Un convertidor de tiempo-amplitud produce un impulso cuya amplitud es proporcional al tiempo medido de este modo. La memoria compara las configuraciones de los centelleos producidos por las partículas alfa, los protones y los electrones, y presenta los resultados obtenidos.

También describe la aplicación de este método a la medición de los protones de retroceso que pone en movimiento un flujo de neutrones en un difusor hidrogenado de poco espesor. La supresión de los impulsos debidos a los rayos gamma permite calcular, a partir de los espectros obtenidos, la variación de la sección eficaz diferencial de dispersión elástica en función del ángulo para los neutrones de la reacción d-t.

Principe

L'impulsion lumineuse délivrée par un cristal minéral (ou organique) sous l'action d'une particule ionisante peut être décomposée, en première approximation, en deux exponentielles essentielles; ces composantes définissent deux temps de vie T_1 et T_2 pour les centres excités du scintillateur. La valeur de T_1 et de T_2 et leurs importances relatives sont liées à la densité d'ionisation des particules incidentes. Ainsi, dans l'iodure de cæsium, STOREY *et al.* [1] ont obtenu les résultats suivants.

Particule incidente	Electron (0,66 MeV)	Proton (2,2 MeV)	Alpha (4,8 MeV)
T_1 en μs	0,7	0,52	0,42
T_2 en μs	7	7	7
Pourcentage de la composante lente en %	50	30	25

Si l'on choisit la constante de temps du circuit anodique suffisamment petite (de l'ordre de 0,2 μs), l'impulsion lumineuse est assez fidèlement reproduite par l'impulsion électrique. La figure 1 représente la forme théorique $U(t)$ des impulsions anodiques délivrées par un photomultiplicateur équipé d'un cristal CsI avec une constante de temps de 0,2 μs ; on a supposé que les impulsions dues aux particules alpha et celles dues aux rayons gamma avaient la même amplitude. En traçant une droite parallèle à l'axe des temps au tiers environ de l'amplitude des courbes $U(t)$, on définit des temps t_α et t_γ nettement distincts l'un de l'autre.

La méthode consiste à utiliser ces différences; pour cela, il suffit de superposer à l'impulsion anodique une impulsion carrée de signe opposé et proportionnelle à l'amplitude maximale de l'impulsion anodique. L'instant t_0 , où le signal résultant s'annule, est donc indépendant de l'amplitude et ne dépend que de T et RC . En fait, il sera plus commode d'utiliser une impulsion non carrée, mais largement décroissante, car alors les différences entre $t_{0\alpha}$ et $t_{0\gamma}$ seront encore plus grandes (cf. fig. 1, où une droite en pointillé définit t_α et t'_γ).

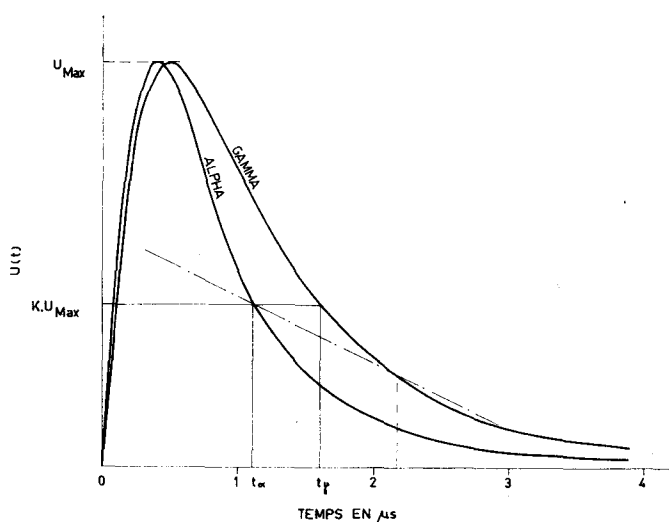


Figure 1

Forme théorique des impulsions délivrées par un compteur à scintillations équipé d'un cristal CsI (Tl) pour une constante de temps du circuit anodique de $0,2 \mu s$.

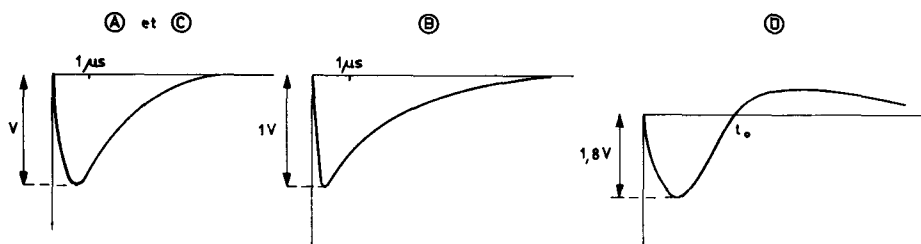
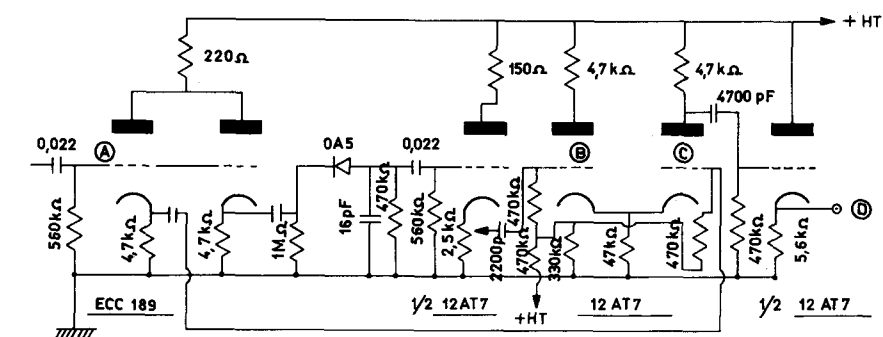


Figure 2

Schéma du circuit «mesureur» de formes.

Dispositif expérimental

CIRCUIT MESURANT LA DURÉE DE DÉCROISSANCE

La figure 2 représente le dispositif électronique qui permet la mise en évidence du temps t_0 . L'impulsion anodique est séparée en deux parties par un double amplificateur à cathode asservie. Un circuit détecteur de grande constante de temps (de l'ordre de $20 \mu\text{s}$) fournit un signal légèrement décroissant et proportionnel à l'amplitude de l'impulsion. La comparaison de l'impulsion avec ce dernier signal s'effectue dans un amplificateur différentiel où la contre-réaction est considérable.

La figure 3 montre les photographies des impulsions obtenues après le mélange et la différence observée pour les valeurs de t_0 relatives à des particules alpha et à des électrons d'amplitudes voisines.

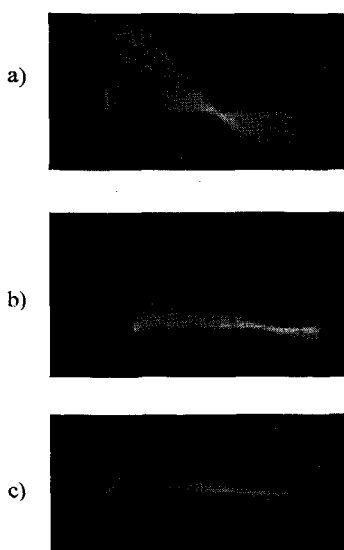


Figure 3

Impulsions délivrées par le circuit «mesureur» de formes a) pour des particules α , b) pour des rayons γ , c) pour des particules α en présence de rayons γ .

Résistance de charge: $100 \text{ k}\Omega$
Vitesse de balayage: $1 \mu\text{s}/\text{cm}$.

CONVERTISSEUR TEMPS-AMPLITUDE (fig. 4)

A l'entrée, l'impulsion est envoyée dans deux voies qui produisent respectivement un signal à l'instant 0 et un signal à l'instant t_0 . Ces deux signaux déclenchent une bascule et, par conséquent, le passage d'une particule ionisante se traduit par un signal carré de largeur t_0 . Une simple intégration, même partielle, transforme la largeur en amplitude.

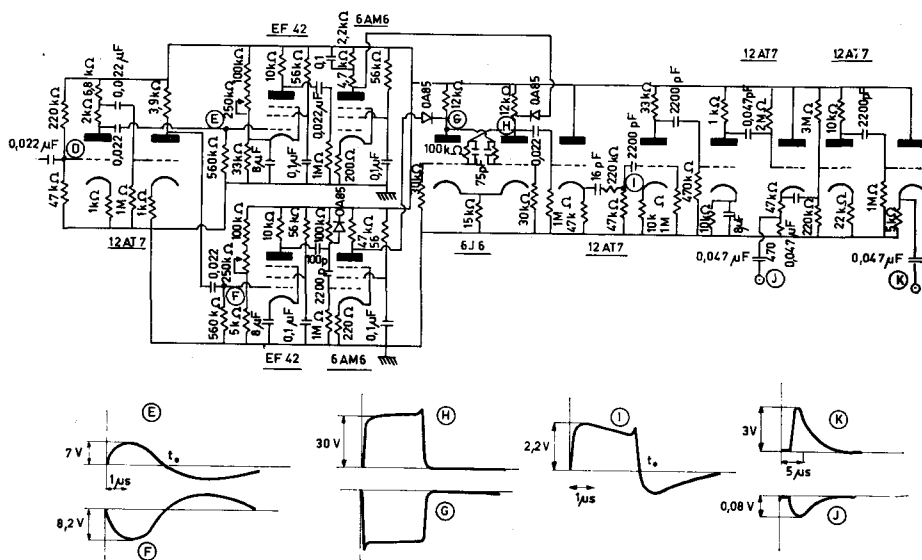


Figure 4

Schéma du convertisseur temps-amplitude.

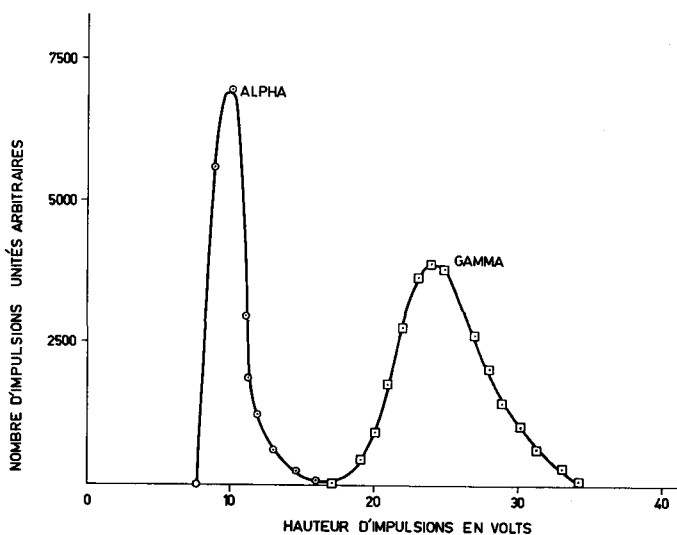


Figure 5

Discrimination de formes. Particules α provenant d'une source de ^{239}Pu après traversée de 6μ d'aluminium. Rayons γ émis par ^{88}Y .

Résultats expérimentaux

Une particule d'une nature donnée est caractérisée par un temps t_0 , donc par une raie d'amplitude dans le spectre des impulsions données par le discriminateur de formes. La netteté dans la distinction des formes est donc liée à la résolution des raies; cette résolution dépend des amplitudes maxima avant mise en forme et d'un facteur k ($k < 1$). Le réglage du facteur k est important. Les figures 5, 6 et 7 illustrent les résultats obtenus.

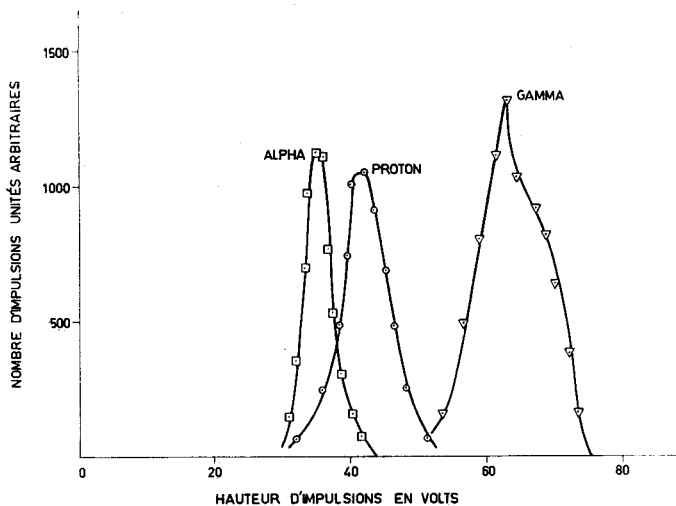


Figure 6

Discrimination de formes. Particules α provenant d'une source de ^{239}Pu après traversée de $4\ \mu$ d'aluminium. Protons (de recul) de 3 MeV. Fond gamma.

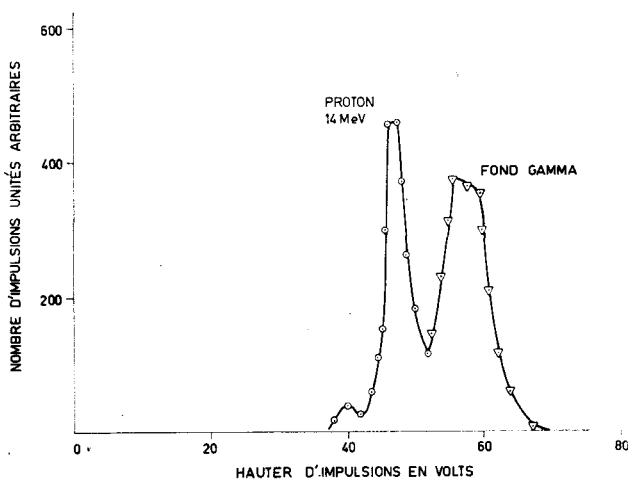


Figure 7

Discrimination de formes. Protons (de recul) au voisinage de 14 MeV. Fond gamma.

Traces de spectres alpha ou de protons en présence d'un rayonnement gamma

Le montage général (cf. fig. 9) comporte une sortie sur la dixième dynode du photomultiplicateur Radiotechnique 56 AVP; les impulsions prélevées sur cette dynode fournissent une représentation linéaire du spectre des impulsions lumineuses, quelle que soit l'origine de ces impulsions.

Les impulsions délivrées par le circuit discriminateur permettent, grâce à une porte, d'éliminer du spectre linéaire les impulsions qui ne sont pas dues aux protons ou aux particules alpha.

La figure 8 représente les résultats obtenus avec les particules alpha du plutonium-239 après ralentissement par $6\ \mu$ d'aluminium en présence d'une source de $10\ \mu\text{C}$ de sodium-22. Le circuit discriminateur élimine les impulsions dues aux rayons gamma.

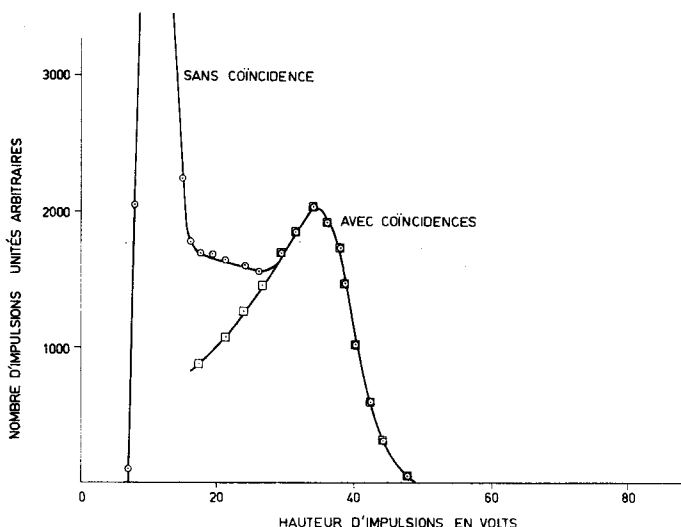


Figure 8

Tracé d'un spectre α (α de ^{239}Pu ralentis par $6\ \mu$ d'aluminium) en présence d'une source de ^{22}Na .

Etude de la diffusion élastique (n—p) à 14,58 MeV

PRINCIPE DE LA MÉTHODE

Un compteur à scintillations équipé d'un cristal CsI (Tl), qui est recouvert d'une feuille mince de polyéthylène, est placé dans un faisceau monoénergétique de neutrons rapides produits par la réaction (d-t). La réponse de l'iodure de césium [2] varie linéairement avec l'énergie des protons et, dans ces conditions, le dispositif fournit une représentation linéaire du spectre des protons de recul.

Malheureusement, l'efficacité liée à l'épaisseur du diffuseur est faible tandis que la sensibilité aux rayons gamma est grande, et la méthode d'investigation usuelle consiste à mesurer la répartition des neutrons élastiquement diffusés autour de la cible.

La discrimination de formes, en supprimant la sensibilité aux rayons γ , permet la mesure directe, dans le faisceau incident lui-même, des ions de recul.

Les impulsions du photomultiplicateur (sortie linéaire) associé au cristal, avant d'attaquer le sélecteur d'amplitudes, passent dans un circuit à coïncidences (fig. 9), et les seules impulsions analysées sont celles qui sont en coïncidence, d'une part avec les impulsions provenant du circuit discriminateur, ce qui élimine le fond gamma, d'autre part avec les impulsions délivrées par un compteur qui détecte les particules associées aux neutrons, ce qui élimine le fond parasite.

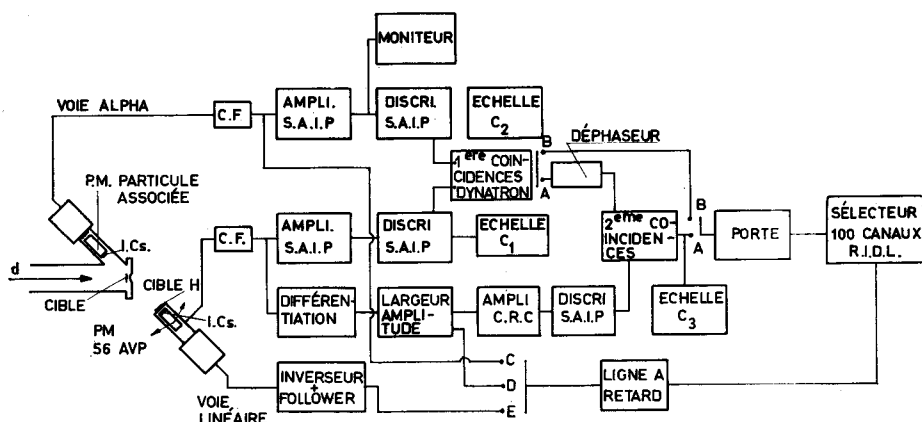


Figure 9
Dispositif d'étude de la diffusion élastique.

RÉSULTATS OBTENUS

La figure 10 représente à 14,6 MeV la variation de la section efficace de diffusion (n-p) en fonction de l'angle φ' de diffusion du neutron dans le système du centre de gravité. Les points expérimentaux qui y figurent sont déduits du spectre des protons de recul.

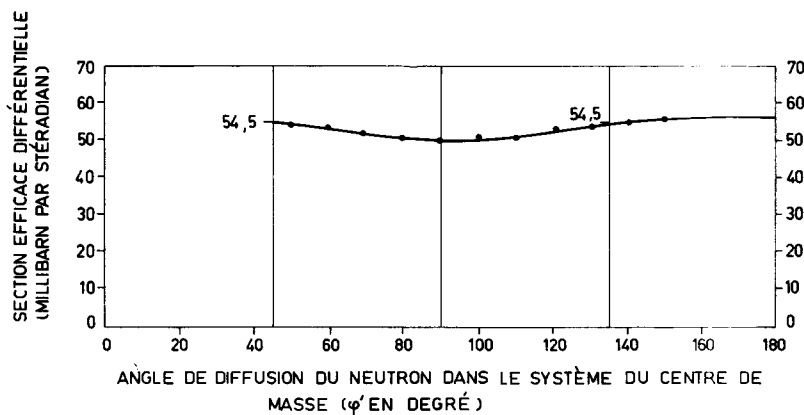


Figure 10
Variation de la section efficace différentielle de la diffusion élastique (n-p) à 14,6 MeV.

Pour tenter de représenter la courbe de la figure 10 par un modèle théorique, il est commode d'écrire

$$f(\varphi) = 1 + a \cos \varphi + b \cos^2 \varphi$$

en désignant par φ l'angle de diffusion du proton dans le système du centre de masse ($\varphi' = 180 - \varphi$) et par $f(\varphi)$ la répartition angulaire des protons dans ce même système, et par a et b des constantes. Quoique cette méthode ne prétende pas démontrer la forme parabolique de la diffusion, les valeurs de a et b déduites de la figure 10 sont $a \simeq 0$ et $b = 0,99$.

RÉFÉRENCES

- [1] STOREY, R. S. *et al.*, *Proc. phys. Soc.* **72** (1952) 468.
- [2] WORTH, D. C. *et al.*, *Rev. sci. Instrum.* **31** (1960) 2.

СЦИНТИЛЛЯЦИОННЫЙ СЧЕТЧИК НЕЙТРОНОВ, МАЛОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ К γ -ЛУЧАМ

В. Г. БРОВЧЕНКО и Г. В. ГОРЛОВ

ОРДЕНА ЛЕНИНА

ИНСТИТУТ АТОМНОЙ ЭНЕРГИИ ИМ. И. В. КУРЧАТОВА АКАДЕМИИ НАУК
СССР

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

A neutron scintillation counter with low sensitivity for γ rays. The paper describes a simple scintillation counter circuit with a high efficiency for recording neutrons and a low efficiency for gamma rays. The operation of the counter is based on the different shape of the scintillation pulses produced in stilbene by neutrons and gamma quanta. Separation is obtained over a wide range of neutron energies. The minimum energy for which neutrons can be distinguished from the gamma background is 80 keV. In neutron recording the amplitude characteristic of the output pulses is approximately linear. The question of the degree to which counts due to the gamma background can be eliminated is also discussed.

Un compteur à scintillations neutronique à faible sensibilité aux rayons gamma. Le mémoire décrit un circuit simple de comptage à scintillations dont le taux d'enregistrement est élevé pour les neutrons et faible pour les rayons gamma. Le fonctionnement du compteur est fondé sur le fait que les impulsions de scintillations, provoquées dans le stilbène par les neutrons et les quanta gamma, sont de formes différentes. La séparation est réalisée pour une gamme d'énergies étendue des neutrons. L'énergie minimum des neutrons qu'il est possible de séparer du bruit de fond gamma est de ~ 80 keV. Lors de l'enregistrement des neutrons, les caractéristiques relatives à l'amplitude des impulsions de sortie présentent un aspect approximativement linéaire. On examine la question que pose l'élimination des coups dus au bruit de fond gamma.

Сцинтилляционный счетчик нейтронов, малочувствительный к γ -лучам. Описывается простая схема сцинтилляционного счетчика, обладающего высокой эффективностью регистрации нейтронов и низкой эффективностью к γ -лучам. Работа счетчика основана на различии форм сцинтилляционных импульсов в стилбене, возбуждаемых нейтронами и γ -квантами. Разделение осуществляется в широком интервале энергий нейтронов. Минимальная энергия нейтронов, выделяемых из γ -фона, ~ 80 кэВ. При регистрации нейтронов амплитудная характеристика выходных импульсов имеет приблизительно линейный вид. Рассматриваются вопросы степени устранения отсчетов, обусловленных γ -фоном.

Un contador de neutrones por centelleo de baja sensibilidad a los rayos gamma. En esta memoria se describe un circuito simple de recuento por centelleo, de elevada eficiencia para el registro de neutrones y de poca eficiencia para los rayos γ . El funcionamiento del contador se basa en la diferenciación de las formas de los impulsos de centelleo producidos por los neutrones y los fotones en un cristal de estilbeno. La separación se logra en un amplio intervalo de energías neutrónicas. Pueden distinguirse del fondo de rayos γ los neutrones cuya energía mínima es del orden de los 80 keV. En el registro de los neutrones la amplitud característica de los impulsos de salida es casi lineal. En la memoria se estudia la medida en que pueden eliminarse los impulsos debidos al fondo γ .

Работа счетчика основана на зависимости формы сцинтилляционных импульсов некоторых сцинтилляторов от природы возбуждающих частиц [1] [2]. При одинаковой высоте начального пика сцинтилляционного импульса стилбена полный световой выход (т. е. площадь сцинтилляционного импульса) больше для нейтронов,

чем для γ -квантов. Схема счетчика построена по принципу взаимной компенсации импульсов, амплитуды которых пропорциональны соответственно высоте пика и полному световому выходу сцинтилляции [2] [3]. Предлагаемая схема отличается простотой и удобна в эксплуатации.

Нейтроны регистрируются при помощи стильбенового кристалла (\varnothing 34 мм, $h \approx 28$ мм) и фотоэлектронного умножителя типа ФЭУ-33 (см. рис. 1 а)). При помощи интегрирующих RC-цепей с различной величиной RC ($\sim 5 \cdot 10^{-8}$ сек и $\sim 5 \cdot 10^{-6}$ сек) в аноде и последнем диноде ФЭУ формируются импульсы, амплитуды которых определяются соответственно высотой пика и полным световым выходом сцинтилляции. Благодаря диоду Д-10 анодный импульс удлиняется. При возбуждении стильбена γ -квантами R и C интегрирующей цепи динода регулируются таким образом, чтобы амплитуды анодного и динодного импульсов были равны, а длительность первого была несколько больше длительности второго. Тогда при сложении этих импульсов (на сопротивлениях 91 к, рис. 1 а)) положительные импульсы на выходе схемы появляются только при регистрации нейтронов (см. рис. 1 б)). На рис. 2 а) и 2 б) приведены осциллограммы импульсов, вырабатываемых этой схемой при регистрации излучений от источников SB^{124} ($E_\gamma = 1,7$ Мэв) и Po-Be ($E_n \leq 12$ Мэв, $E_\gamma \leq 4,5$ Мэв).

Проверка работы схемы с источниками излучения (Co, Sb, Po-Be, Pu-Be) показала следующее:

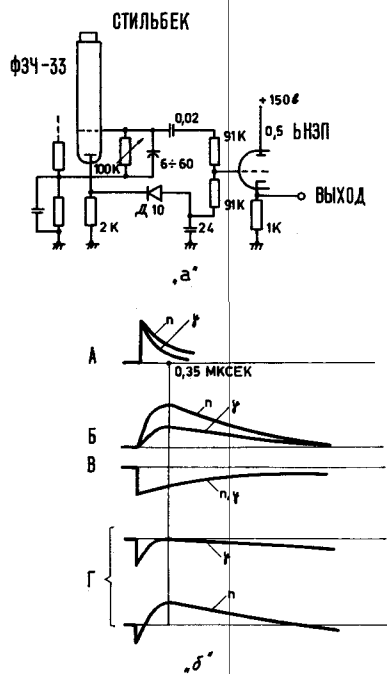
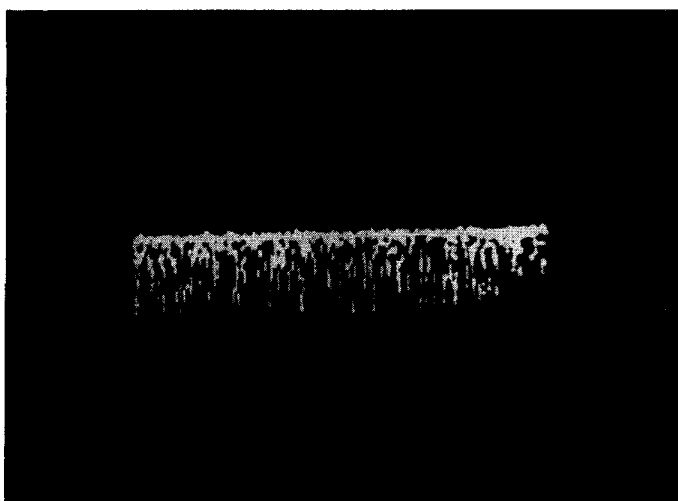
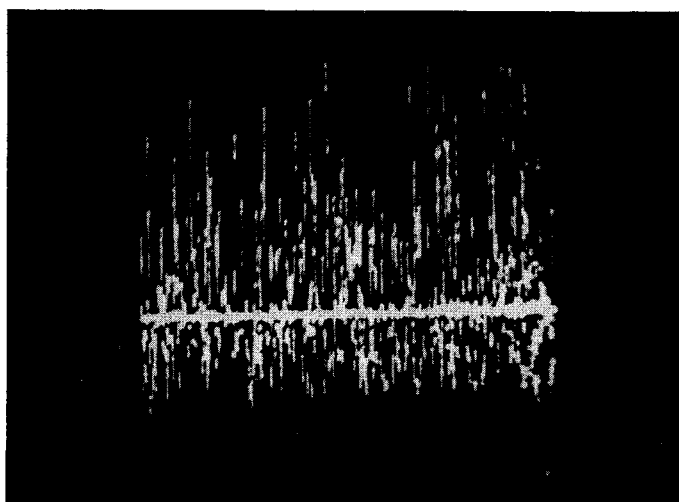


Рис. 1

а) Принципиальная схема. б) Карта импульсов напряжения на различных точках схемы при регистрации нейтронов и γ -лучей, А — токовый импульс ФЭУ, Б — динодный импульс, В — анодный импульс, Г — компенсированные (выходные) импульсы



а)



б)

Рис. 2

Осциллограммы выходных импульсов при регистрации: а) γ -квантов (Sb^{124}), б) нейтронов и γ -квантов Po-Be . Луч трубки осциллографа подсвечивается только на вершинах импульсов

1. Амплитудная характеристика выходных импульсов имеет линейный вид до начала ограничения тока ФЭУ пространственным зарядом. Характеристика проверялась по схеме, приведенной на рис. 3 [3]. На ее входы подавались динодный (отклонение по оси X) и выходной (отклонение по оси Y) импульсы со схемы,

рис. 1 а). Регистрировались нейтроны и γ -лучи от Po-Be источника. Обусловленные нейтронами светящиеся точки образуют на экране трубки линию (см. рис. 4 а)), постоянство наклона которой свидетельствует о наличии линейной зависимости между амплитудами выходных и диодных импульсов. При одинаковой амплитуде анодных импульсов амплитуда диодных импульсов \sim в 2 раза больше для нейтронов, чем для γ -лучей (см. фотографию на рис. 4 б)). Эта фотография получена при подаче на схему, рис. 3, диодных и запомненных анодных импульсов со схемы, рис. 1 а)). Поэтому в случае правильной компенсации выходной и анодный импульсы, обусловленные нейтронами, имеют приблизительно равные амплитуды. Разброс точек линии нейтронов вызывается главным образом флуктуациями амплитуды анодных импульсов (диодные импульсы флуктуируют относительно слабее, т.к. их амплитуда определяется значительно большим количеством электронов импульса тока ФЭУ). Если удовлетвориться этим разбросом, то выходные импульсы могут использоваться для амплитудного анализа.

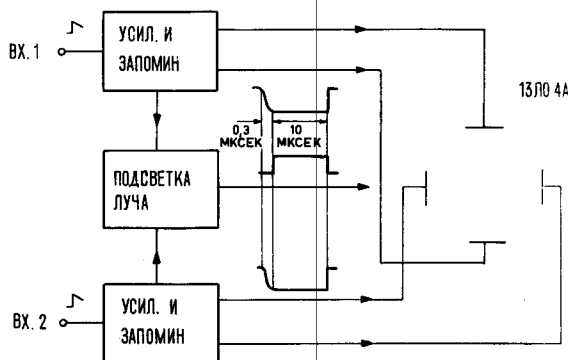
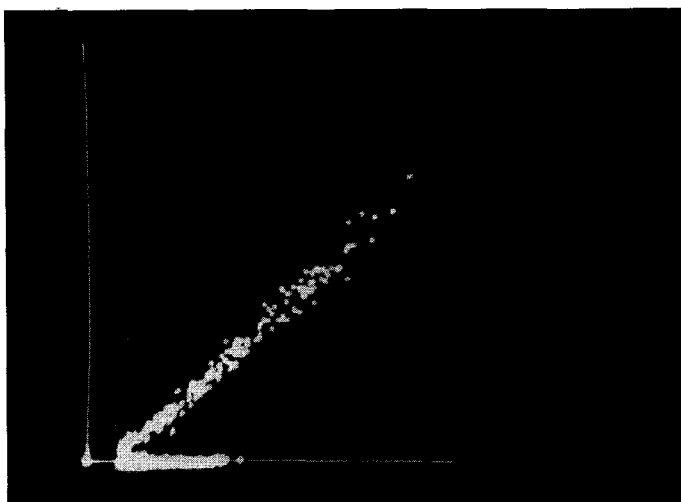


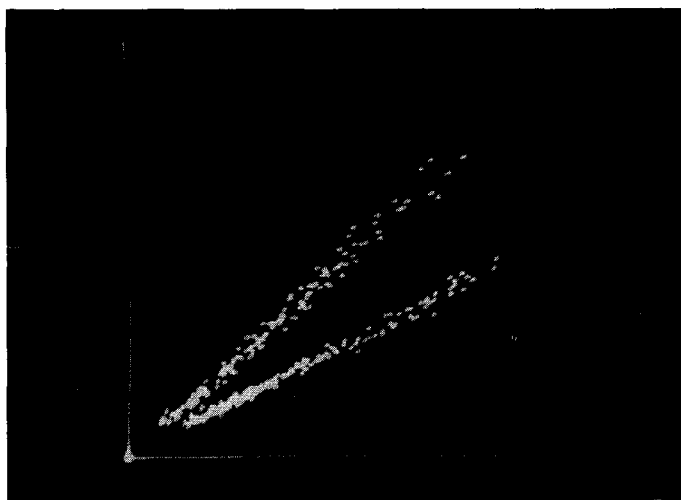
Рис. 3

Схема для измерения отношения амплитуд двух импульсов

2. Запоминающий диод в цепи анода ФЭУ практически не пропускает импульсы напряжения малой величины. Поэтому при регистрации γ -лучей малой энергии диодные импульсы поступают на выход схемы не компенсируясь. Амплитуда этих импульсов не превышает $\sim 0,1$ в (U_{\min}), тогда как сигналы, обусловленные нейтронами, могут иметь величину до 5 в (U_{\max} -верхняя граница линейного участка амплитудной характеристики). При данном напряжении питания ФЭУ отношение U_{\max}/U_{\min} определяет диапазон энергий нейтронов, регистрируемых без γ -фона. Если при работе с Po-Be источником излучения напряжение питания ФЭУ установлено так, что максимальная амплитуда выходных импульсов от 12 Мэв нейтронов равна 5 в, то E_{\min} нейтронов, отделяемых от γ -фона при этом напряжении питания (1450 в), равно ~ 250 кэв. U_{\min} не зависит от напряжения питания ФЭУ. Поэтому минимальную энергию регистрируемых нейтронов можно понижать, увеличивая это напряжение. Однако при повышении напряжения питания увеличивается количество шумовых импульсов. Шумовые импульсы имеют малую длительность и поэтому надежно компенсируются, но при их наложениях не выходе схемы могут появляться импульсы той же полярности, что и от нейтронов (о нарушении компенсации при наложениях импульсов см. п. 4).



а)



б)

Рис. 4

Импульсы от нейтронов и γ -лучей Po-Be источника, полученные при подаче на входы схемы, рис. 3, импульсов от схемы, рис. 1 а): а) диодного (отклонение по оси X) и выходного (ось Y) импульсов; б) диодного (ось Y) и запомненного анодного (ось X) импульсов. На всех фотографиях верхние линии обусловлены регистрацией нейтронов

При проверке схемы на моноэнергетических нейтронах, получавшихся при бомбардировке трития протонами, ускоренными в высоковольтном ЭСГ, получено отделение от γ -фона нейтронов, энергия которых равна 80 кэв (U_a ФЭУ = 1800 в).

Эффективность счета нейтронов при этом невелика, т.к. величина порога дискриминатора, необходимого для отсеки некомпенсирующихся импульсов, обусловленных γ -квантами малой энергии, сравнима с величиной импульсов от нейтронов (уменьшение эффективности тем более значительно, что амплитуда выходных импульсов от нейтронов этой энергии имеет относительно большой статистический разброс).

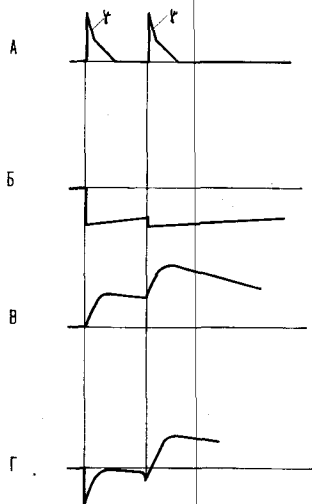


Рис. 5

Карта импульсов напряжения при наложении сигналов, обусловленных γ -квантами; а) токовый импульс ФЭУ, б) запомненный анодный импульс, в) диодный импульс, г) выходной импульс

Для удлинения импульсов в цепи анода ФЭУ применен точечный германиевый диод Д-10 с высокой скоростью переключения тока. Работа схемы проверялась также при использовании для этой цели диодов типа ДГ-Ц2. Полученные с этим диодом результаты близки к указанным выше.

3. При наладке схемы напряжение питания ФЭУ устанавливается таким образом чтобы регистрировать нейтроны в необходимом диапазоне энергий. При этом может оказаться, что γ -фон содержит γ -кванты таких энергий, при которых анодный ток ФЭУ ограничивается пространственным зарядом. После начала ограничения тока ФЭУ амплитуда анодных импульсов с увеличением энергии γ -лучей меняется мало. Амплитуда диодных импульсов при этом обычно уменьшается. Поэтому сигналы от γ -квантов высоких энергий имеют на выходе схемы нормальную отрицательную полярность.

4. При наложении сигналов от γ -лучей возможно появление на выходе схемы положительных импульсов, т.е. импульсов той же полярности, что и от нейтронов (см. рис. 5). Число наложений определяется количеством γ -квантов и длительностью диодного импульса (~ 5 мксек). Производилась проверка работы схемы на более коротких импульсах (RC интегрирующей цепи диода равнялось

~ 1 мксек. Соответствующим образом уменьшалась также постоянная времени цепи запоминания). Число наложений при этом уменьшается, но падает амплитуда выходных импульсов (уменьшается отношение E_{\max}/E_{\min} нейтронов и увеличивается относительный разброс амплитуд выходных импульсов).

В заключение следует отметить, что, как подтверждено проверкой, космический фон воздействует на сцинтилляционный детектор так же как γ -излучение и устраняется при помощи этой схемы.

Изготовленная схема проста, имеет большую величину выходных сигналов и их линейную амплитудную характеристику. Схема изготовлена для использования в нейтронных измерениях, проводящихся на высоковольтных электростатических генераторах в лаборатории Б. М. Гохберга.

Авторы благодарят П. Е. Воротникова, аппаратура которого для измерения отношения амплитуд двух импульсов использовалась во время разработки схемы, и В. М. Морозова за обсуждение результатов работы.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] WRIGHT, G., *Proc. Phys. Soc. (London)* **69B** (1956) 358.
- [2] OWEN, R. B., *Nucleonics* **17**, No. 9 (1959) 92.
- [3] BROOKS, F. D., *Nucl. Instr. and Methods* **4** (1959) 151.

PULSE-FORM DISCRIMINATION IN ORGANIC SCINTILLATION CRYSTALS

L. J. DE VRIES AND F. UDO

INSTITUUT VOOR KERNFYSISCH ONDERZOEK, AMSTERDAM
NETHERLANDS

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

Pulse-form discrimination in organic scintillation crystals. Presented is a proton-electron discrimination circuit, based on the pulse-form differences between proton and electron-induced scintillation light pulses in stilbene. The circuit is stable and resolves proton from electron pulses down to a proton energy of 300 keV.

The discrimination circuit, which contains only linear elements, is sensitive to pile-up-induced errors for only 0.1 μ s after the arrival of a pulse. The described circuit has now been used in a 1—30 MeV neutron spectrometer based on proton-recoil between two stilbene crystals. A resolution of 10% at 14 MeV neutron energy was obtained with a detection efficiency of 1.3×10^{-4} . A neutron monitor, also based on linear pulse-form discrimination, could be used to measure a neutron dose of 10% of the maximum permissible dose in the presence of a gamma flux of 4 times the maximum permissible dose.

Discrimination d'après la forme de l'impulsion dans les cristaux organiques de scintillation. Le mémoire décrit un circuit de discrimination proton/électron dont le principe repose sur les différences de forme entre les impulsions lumineuses dans du stilbène, produites par des protons, d'une part, et des électrons, d'autre part. Le circuit est stable et permet de séparer les impulsions protoniques des impulsions électroniques, à partir d'une énergie protonique de 300 keV.

Ce circuit, qui ne contient que des éléments linéaires, n'est sujet à des erreurs dues à l'accumulation que pendant 0,1 μ s après l'arrivée de l'impulsion. Il a été utilisé dans un spectromètre neutronique de 1—30 MeV, fondé sur le recul des protons entre deux cristaux de stilbène. On a obtenu une résolution de 10% pour une énergie neutronique de 14 MeV, avec une efficacité de détection de $1,3 \cdot 10^{-4}$. Un détecteur de neutrons procédant également par discrimination d'après la forme des impulsions, pourrait servir à mesurer une dose de neutrons représentant 10% de la dose maximum admissible, en présence d'un flux gamma correspondant à une dose quatre fois supérieure à la dose maximum admissible.

Дискриминация формы импульсов в органических сцинтилляционных кристаллах. Описывается контур дискриминации протонов-электронов, основанный на разнице формы сцинтилляционных световых импульсов, наведенных в стильбене соответственно протонами и электронами. Этот контур устойчив и отличает импульсы протонов от импульсов электронов даже при падении энергии протонов до 300 кэВ.

Дискриминирующий контур, состоящий исключительно из линейных элементов, чувствителен к образующимся из-за накопления ошибкам только в течение 0,1 микросекунды после поступления импульса. Описываемый контур был использован в спектрометре для нейтронов с энергиями 1—30 мэВ, основанном на отдаче протонов между двумя кристаллами стильбена. При энергии нейтронов в 14 мэВ было получено их разрешение с точностью до 10%, при эффективности детектирования в $1,3 \times 10^{-4}$. Для измерения дозы нейтронов, не превышающей 10% максимальной допустимой дозы и при наличии потока гамма-лучей, превышающего в 4 раза максимальную допустимую дозу, был использован контрольно-измерительный дозиметрический счетчик, также основанный на линейной дискриминации формы импульсов.

Discriminación de la forma de los impulsos en los cristales de compuestos orgánicos para contadores de centelleo. Los autores presentan un circuito de discriminación protón-electrón basado en las diferencias de forma entre los impulsos de centelleo luminosos producidos por los protones

y por los electrones, respectivamente, en los cristales de estilbeno. El circuito es estable y es capaz de distinguir los impulsos de protones de los electrones hasta con energías de protones de solamente 300 keV.

El circuito discriminador, compuesto únicamente de elementos lineales, es sensible a errores inducidos por apilamiento durante $0,1 \mu\text{s}$ solamente, a partir de la llegada de un impulso. El circuito descrito se aplicó en un espectrómetro para neutrones de 1 a 30 MeV, basado en el retroceso de protones entre dos cristales de estilbeno. Se alcanzó un poder de resolución de 10 por ciento, para una energía neutrónica de 14 MeV, con un rendimiento de detección de $1,3 \cdot 10^{-4}$. Se podría usar un monitor neutrónico basado también en un sistema de discriminación lineal de la forma de los impulsos para medir una dosis neutrónica igual al 10% de la dosis máxima admisible, en presencia de un flujo γ cuatro veces mayor que la dosis máxima admisible.

I. Introduction

The ratio of the intensities of the slow and the fast components of the scintillations produced by protons in organic scintillating materials is different from the intensity ratio of such components of the light pulses produced by electrons. BROOKS [1] proposed that this effect may be used to discriminate in one scintillator between proton and electron pulses.

Brooks produced two pulses from one scintillation:

- (a) A pulse of which the height is proportional to the intensity of the fast component; and
- (b) A pulse of which the height is proportional to the sum of fast and slow components.

After stretching the short pulse to make it last as long as the slow pulse he compared the pulse-heights. Two drawbacks are inherent in this method:

- (1) Pile up effects give rise to serious unbalancing of the circuit;
- (2) Non-linear effects introduced by the stretching diode limit the range of pulse-heights that can be handled accurately.

The circuit described here is based on the same principle as the circuit of Brooks but by using another stretching principle it was possible to reduce the gamma-sensitivity to a fraction of those of previously published circuits.

II. Operation of the circuit

Fig. 1 shows a block layout of the discrimination circuit. The detector consists of a disc of stilbene crystal (1 cm thick by 3.75 cm diam.) attached to a Dumont 6292 photo-multiplier. The slow and the fast pulse for the discrimination circuit are taken from the last two dynodes A and B. The anode is connected to a fast coincidence circuit for the application of the instrument as a spectrometer. The fast pulse will be stretched in a linear way by the network composed of the inductor L and capacitor C_1 . The voltage across C_1 is a damped oscillation with a frequency of about 10 MHz. The ringing circuit can be adjusted in order to get an envelope of the signal, which is equal to the proton pulse-shape at A.

After adding the slow pulse A to the damped oscillation in the adding circuit (U, P in Fig. 1), we obtain an oscillation of which the minima will be negative for an electron pulse (Figs. 2 and 3). Fig. 4 shows a cathode-ray oscilloscope (CRO) picture of proton and electron pulses of equal peak-height amplitudes selected by a single-channel pulse-height analyser (PHA). In agreement with theory the minima of both pulses show an extremum at about $0.5 \mu\text{s}$.

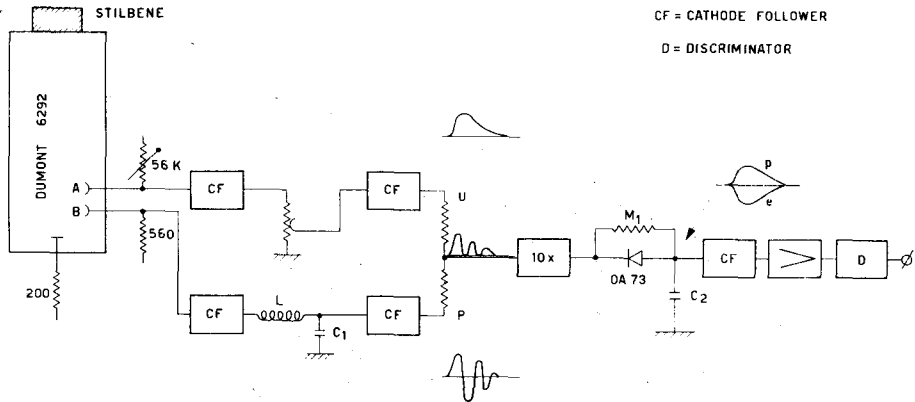


Fig. 1

Block layout of the discrimination circuit, showing wave forms at various points in the circuit

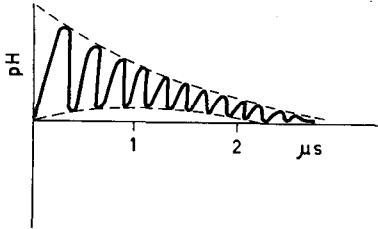


Fig. 2

Idealized proton pulse after the adding circuit

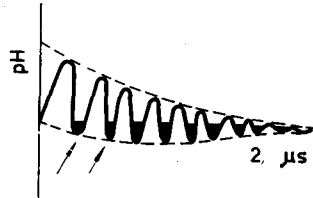


Fig. 3

Idealized electron pulse after the adding circuit

The sum pulse is fed into a simple diode detector (diode OA73 or OA85 in series with capacitor C_2). At the negative peaks of an electron pulse, the capacitor charges up to almost the peak of the applied voltage. It is not essential that the forward resistance is constant. Since the back resistance of a real diode is not infinite, the positive proton pulse will give a small positive output signal. Fig. 5 shows the pulse on C_2 smoothed by a low-pass circuit ($RC = 0.1 \mu s$), which is not indicated in Fig. 1. This filter prevents the 10-MHz ripple-voltage, developed across C_2 , from reaching the discriminator D and it also suppresses the small positive beginning of an electron pulse. This small positive peak is caused by the first uncompensated oscillation.

The 100-k Ω resistor (M_1) was connected parallel to the diode, because the temperature dependence of the backward resistance of the crystal diode is too high to get a good stability against temperature fluctuations.

For very small electron pulses the forward current of the diode is too small to cancel the current through this 100-k Ω resistor. A small positive pulse remains which reaches its largest amplitude for about 0.5-MeV gammas. These pulses can be eliminated by the discriminator D in Fig. 1, which accepts only positive pulses above a certain level.

Fig. 6 shows the output-pulse of the detector, when the stilbene crystal is irradiated by a Po Be neutron source. The CRO (a Tectronix 545) is triggered by the pulses from

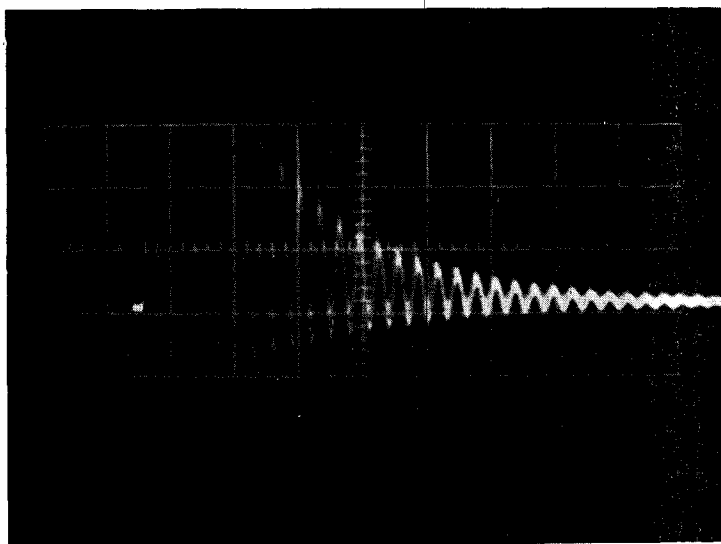


Fig. 4

Oscilloscope pictures of proton and electron pulses immediately before the diode stretcher. The CRO is triggered by a single-channel pulse-height analyser which passes pulses from about 6-MeV protons and 2-MeV electrons. Sweep speed $0.4 \mu\text{s}/\text{cm}$. Vertical sensitivity $0.25 \text{ V}/\text{cm}$. The horizontal axis is indicated by an arrow

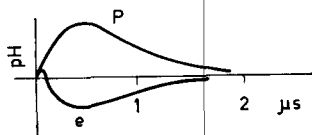


Fig. 5

Idealized proton and electron pulse on C_2 , smoothed by a low-pass filter

about 6-MeV protons and 2-MeV electrons (equal total pulse heights). Fig. 7 illustrates the above-mentioned maximum in the electron-indication pulses.

Figs. 8, 9 and 10 show the separation between proton and electron pulses for three cases. These pictures are obtained with a "twinkle box" described by Brooks [2] and OWEN [3] [4]. In this arrangement spots appear on a CRT screen. The horizontal displacement of a spot is proportional to the peak-amplitude of the scintillation pulse A . The vertical displacement is proportional to the peak-amplitude of the indication-pulse on capacitor C_2 . The spots lie along two distinct *loci*. Due to the fact that the pulse-stretcher built in the display unit accepts positive pulse only, all pictures had to be composed of two parts, the upper half for positive pulses and the lower half for inverted negative pulses. The pictures show that it is possible to distinguish between a pulse height, which corresponds to 0.5-MeV proton-recoil-energy and electron pulses. This low-energy cut-off can be lowered at the cost of a higher sensitivity for electrons with energy above 2 MeV.

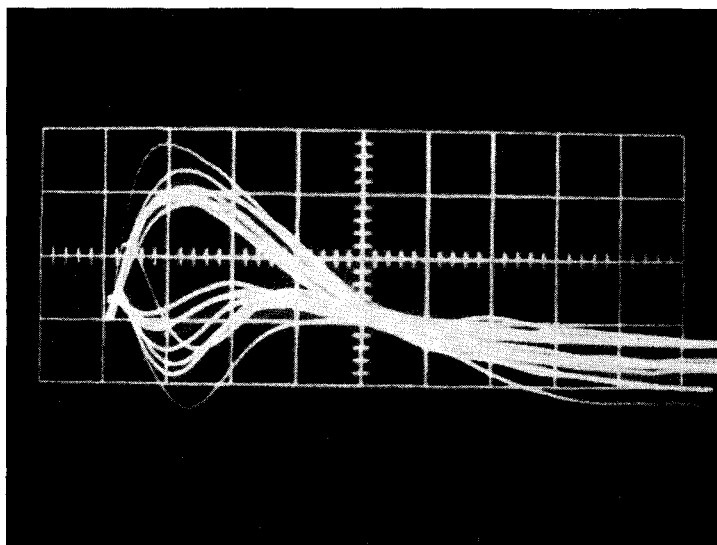


Fig. 6

Oscillograph picture of proton and electron pulses after diode and amplifier, in the case described in Fig. 4. Sweep speed $1 \mu\text{s}/\text{cm}$. One of the pulses shows pile-up of a proton and electron pulse

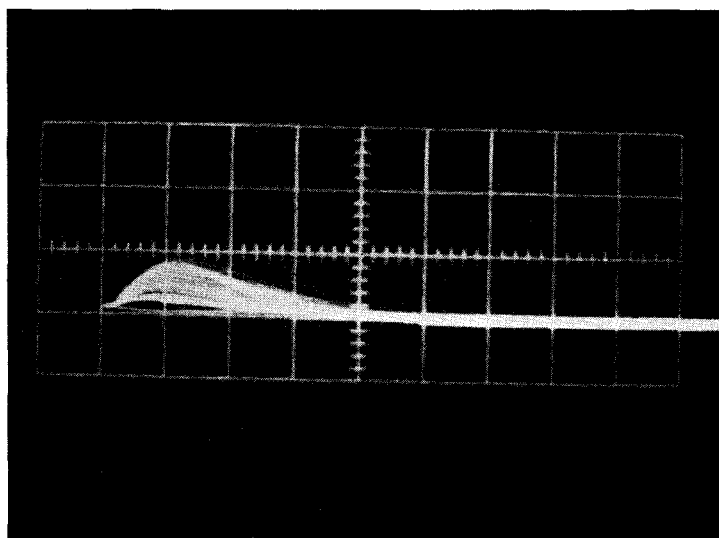


Fig. 7

Oscillograph picture of all gamma-pulses from a Y^{88} source after diode and amplifier; sweep speed $1 \mu\text{s}/\text{cm}$

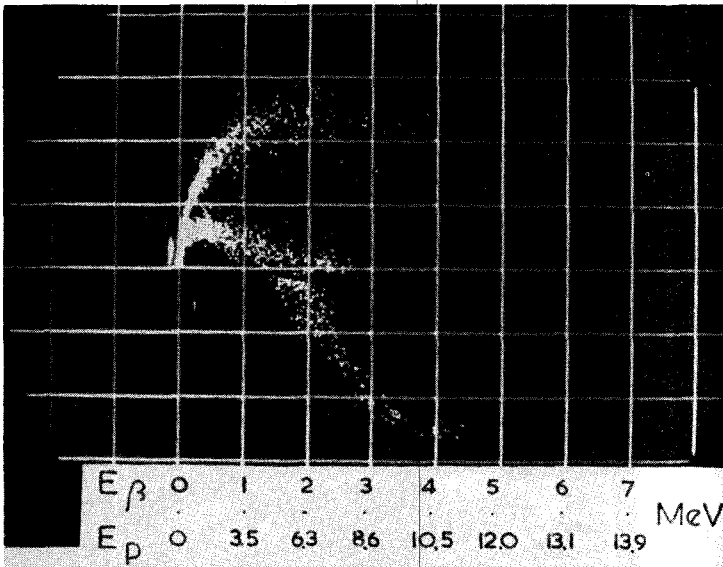


Fig. 8

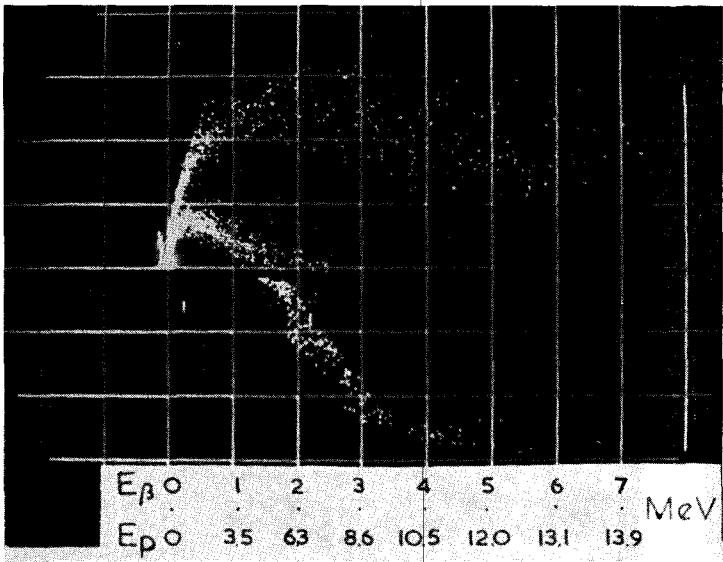


Fig. 9

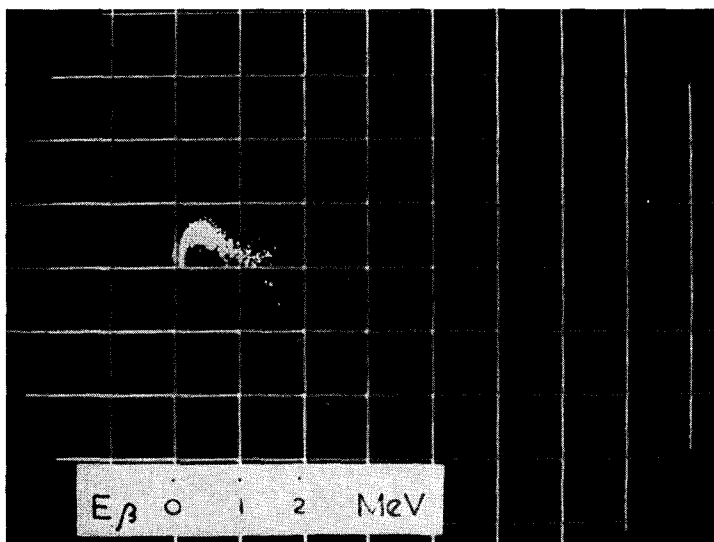


Fig. 10

Figs. 8, 9 and 10

Peak height of the discrimination pulse as a function of recoil-proton or Compton-electron energy. The upper points represent the proton pulses. Sources were placed on the side of the crystal in order to get the maximum electron range of 3.75 cm in the crystal

The discriminator-setting proved to be independent of the angle of incidence of the primary particle, although the peak amplitude, e.g. of 14-MeV neutrons, shows a small variation [5]. The discriminator-setting is also independent of the variation of the multiplier voltage between 1200 and 1500 V.

III. Pile-up effects

The gamma-radiation, which always accompanies neutrons, can produce serious errors in neutron counting. As mentioned before, the Brooks circuit is sensitive to gamma pile-up, resulting in false indication pulses. These are caused by the fact that the pulses A and B are not the same length. A second pulse, arriving at A, when a previous pulse is still present, will add on its "tail", since the photo-multiplier acts like a current source.

In channel B addition of the pulses takes place as long as the fast pulse lasts; when the second pulse arrives later the higher one is selected by the diode stretcher. Therefore, a second pulse will always give a false indication pulse during the time that the amplitude of the first pulse is still above a certain level. This level depends on the pulse-heights of both pulses.

In the circuit presented here, however, pile-up can only occur during a fraction of the pulse-length. In channel A the second pulse always adds on the tail of the previous one. In channel B an interference takes place between the damped harmonic motions

of the successive pulses. This can be constructive interference that will not destroy the balancing. Destructive interference however may lead to a false indication pulse, but only during the first two or three oscillations because if the second electron pulse arrives still later, the diode circuit has become insensitive. If τ is the mean time during which a destructive interference can take place, N_t the total number of gamma-pulses and N_s the number of spurious counts, then

$$N_s = 2\tau N_t^2 \quad (1)$$

Fig. 11 shows the ratio N_s/N_t as a function of gamma-ray intensity for three gamma-ray sources (Co^{60} , Y^{88} , Cs^{137}). A straight line is obtained. This is in agreement with formula (1). From the slope of the line we deduce $\tau = 0.1 \mu\text{s}$. No other qualitative data are available for other circuits; however, from a preliminary result of OWEN [4] we estimate the resolving time for his circuit to be $9 \mu\text{s}$.

The inset of Fig. 11 shows the result of a similar measurement for a n-source.* The ratio between the number of neutron-indication pulses and the total number of scintillations is practically independent of the neutron flux as is to be expected. The relative number of proton pulses was about 30% of the total number of counts in the crystal.

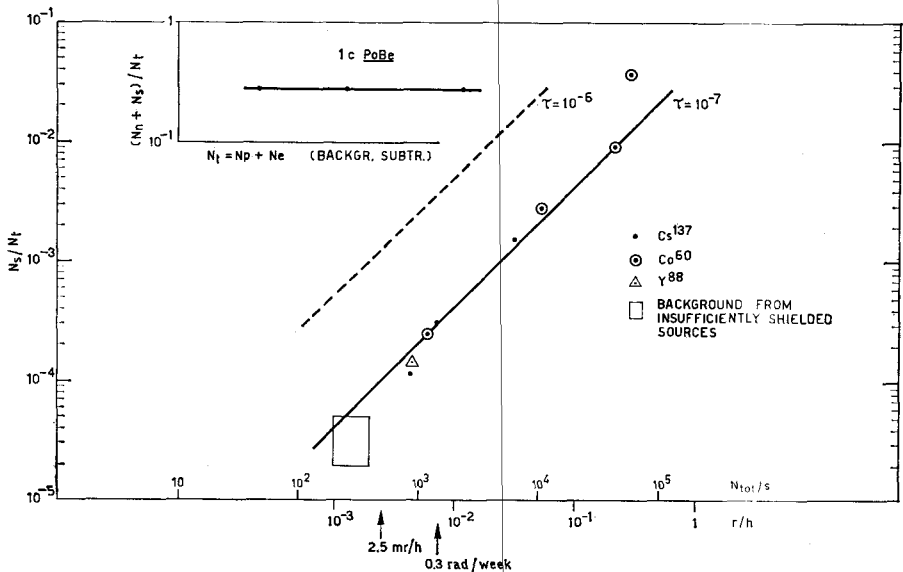


Fig. 11

Gamma-discrimination ratio as a function of gamma-intensity, by making use of different sources at various distances. N_s is the total number of spurious pulses above the threshold $\tau_i = 0$. N_t is the total number of pulses above the same threshold.

The inset shows the number of indication pulses divided by the total number of pulses for a Po-Be source at various distances between source and counter

* 1 c Po Be Amersham delivered Jan. 1960, measurement Sep. 1960.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors are indebted to Professor P. C. Gugelot and Dr. L. A. Ch. Koerts for their interest and stimulating discussions.

This work forms part of the research programme of the Institute for Nuclear Physics Research, Amsterdam, made possible by financial support from the Foundation for Fundamental Research of Matter (FOM) and the Dutch Organization for Pure Scientific Research (ZWO).

REFERENCES

- [1] BROOKS, F. D., *Brit. Patent Spec.* 823263 (1957).
- [2] BROOKS, F. D., *Nucl. Instr. Meth.* 4 (1959) 151.
- [3] OWEN, R. B., *IRE Trans. Nucl. Sci.* NS-5 (1958) 198.
- [4] OWEN, R. B., *Nucleonics* 17, No. 9 (1959) 92.
- [5] MARION, J. B. and FOWLER, J. L., *Fast Neutron Physics I.*

DISCUSSION

V. G. Brovchenko (USSR): I have a question of Professor Gatti. Fig. 2 in your paper shows two pulse curves. Is this Figure the result of an experiment you have carried out?

E. Gatti (Italy): Yes. It is the result of graphically differentiating the current pulse as integrated on a pure capacitor. Because of single photoelectrons at the end of the pulse, it is very difficult to look at the actual wave shape, so I preferred to integrate the current on the capacitor, average graphically, and afterwards obtain a derivative graphically.

K. Kandiah (United Kingdom): I would like to ask Professor Gatti a further question about this business of observing the wave form. If one integrates the wave form, and then amplifies and differentiates, one presumably requires the same wide-band, fast-amplifier characteristics to preserve the wave shape as would be required for straight amplification of the original current wave form. Is this not so?

E. Gatti: I agree with Dr. Kandiah as far as the first part of the pulse is concerned. This probably is best seen directly as a current pulse with a wide-band amplifier. But for looking at the tails of the pulse, I think one has to use the method I have resorted to.

F. de Martini (Italy): I would like to ask Dr. Udo and Dr. Cambou whether they can give more specific information regarding the minimum discrimination energy (as between gamma rays and neutrons) that they get with their methods.

F. Udo (Netherlands): As I mentioned in the paper, the minimum proton energy that can be separated from gammas is 300 keV, so it is probably about 75 or 80 keV. In order to go so low, you have to go to a somewhat higher gamma sensitivity than I mentioned in this paper. We achieved a gamma sensitivity of about 0.1 to 0.2 μ s for discrimination above a level of 800-keV proton pulses. In the case of a 300-keV threshold, this time will increase to about 0.6 μ s.

F. Cambou (France): In the work we did on neutron-gamma discrimination two aspects of the problem must be taken into consideration. First of all, when we work with an organic scintillator it is extremely difficult to know what is the gamma background of a neutron curve produced by an accelerator, because for a 3-MeV curve we do not know the gamma background—we cannot have a pure neutron radiation, so we cannot state what is the energy of the gamma radiation. On the other hand, in the work we carried out with a mineral crystal, we investigated elastic scattering up to a neutron energy of 1600 keV. In the work we did it seemed that we could not expect to discriminate between gamma radiation at a few hundred kilo-electron-volts, and neutron radiation, which is never completely pure.

E. Gatti: I think, generally speaking, that if a decision is made regarding the kind of particle before the whole pulse has elapsed, then one loses something in discrimination power. Of course, for very high repetition rates or high backgrounds, one has to use shorter decision times as Dr. Udo did. The situation is similar with regard to background due to thermoelectric electrons from the photocathode; in fact if this background is taken into account the ideal weight function is always contracted in time and indicates that the information of the whole pulse should not be taken.

J. B. Birks (United Kingdom): Has Professor Gatti compared the shapes of the pulses from anthracene, stilbene, liquid scintillators and the new plastic scintillator NE 150? Does this theory indicate a figure of merit for a scintillator for pulse-shape discrimination?

The intensity of the slow component is approximately proportional to the energy and independent of the nature of the particle, while the intensity of the fast component is determined by the equation.

$$dS/dx = \frac{A dE/dx}{1 + B dE/dx}$$

This suggests that, other things being equal, scintillators with the fastest initial decay, i.e. liquid scintillators, or stilbene, should be best for pulse-shape discrimination.

E. Gatti: I have not yet made a systematic comparison of scintillators, though I am planning to do so; I just used anthracene for testing the theory. The paper gives a formula for obtaining a figure of merit for a scintillator for discriminating between two definite particles. This formula holds if Poisson statistics are valid for photoelectrons emitted in every portion of the wave form. If, for instance, there are fluctuations due to physical processes and these Poisson statistics are no more applicable, my formula breaks down completely.

E. Mathieson (United States of America): (a) Have any of the authors any information concerning the discriminating ability for electron energies in excess of, say, 10 MeV? (b) Can actual figures be given for the rejection ratio at, say, 1 MeV (well above the lower energy limit of discrimination) and at a particular counting rate, say 100 counts per second, so that one can appraise the merits of the various methods? (c) In their paper Dr. de Vries and Dr. Udo quote a neutron detection efficiency at 14 MeV as 1.3×10^{-4} . I have not actually done the calculation, but it seems to me that this is 10 or even 100 times less than the number of interactions occurring in their crystal. Is this a fact, and if so, why are so many neutrons lost?

F. Udo (Netherlands): In answer to the third question, the efficiency mentioned in this paper relates to a neutron telescope constructed with the help of this pulse-shape discrimination circuit. I am sorry there is no further description in the paper; this low efficiency comes from the recoil efficiency between two crystals, as this telescope employs two stilbene crystals with a vacuum between them, in other words a recoil spectrometer. All the recoil protons that do not go in the right direction are therefore lost, and we obtain a single line of 14-MeV neutrons. This is, in effect, differentiating the total spectrum you obtain in the case of a single-crystal spectrometer. Of course, with a single crystal the efficiency is much higher—in fact it is in good agreement with the calculated number of n,p collisions in the crystal.

E. Gatti: Figure 8 of the paper I presented is for a counting rate of about 10000 pulses/s and the rejection ratio in the same figure is some 10% of wrong counts at about 90 kV both for alpha and gamma particles—for the case in which α -leakage in the γ channel is balanced and vice versa. Of course, one can have much smaller leakage of γ -rays in the α -channel with a different balance of the circuit.

F. Udo: If the counting rate is 10000 pulses/s, the formula I referred to gives, with a time resolution of about 10^{-7} s, a rejection ratio of 20 in 10^4 , that is 2 per 1000.

THE USE OF PULSE TRANSFORMERS WITH RADIATION DETECTORS

F. C. LOVELESS AND J. GROSSART

20TH CENTURY ELECTRONICS LTD., NEW ADDINGTON

UNITED KINGDOM

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

The use of pulse transformers with radiation detectors. It is frequently necessary to site the radiation detector and its associated indication instrument at some distance from each other and this involves the transmitting of pulse signals through long lengths of cable. The use of pulse transformers is one solution to this problem and the characteristics of various pulse-transformer detector systems for proportional counters and fission chambers are discussed in detail, together with their operating characteristics.

Utilisation des transformateurs d'impulsions avec les détecteurs de rayonnements. Il est fréquemment nécessaire de placer le détecteur de rayonnements à une certaine distance de l'instrument de mesure qui lui est associé; cela implique la transmission de signaux d'impulsions le long de grandes longueurs de câble. L'utilisation de transformateurs d'impulsions offre une solution à ce problème. Le mémoire décrit les caractéristiques de plusieurs systèmes de détecteurs à transformateurs d'impulsions, pour compteurs proportionnels et chambres à fission, ainsi que leurs caractéristiques de fonctionnement.

Использование импульсных трансформаторов с детекторами излучения. Часто возникает необходимость установить радиационный детектор и связанный с ним прибор определения показаний на некотором расстоянии друг от друга, что влечет за собой передачу импульсных сигналов по длинному кабелю. Использование импульсных трансформаторов является одним из решений этой проблемы.

В докладе одновременно с оперативными характеристиками подробно рассматриваются характеристики различных детекторных систем с импульсным трансформатором, которые предназначены для пропорциональных счетчиков и камер деления.

Empleo de transformadores de impulsos en los detectores de radiaciones. Con frecuencia es necesario colocar el detector de radiaciones a cierta distancia de sus instrumentos indicadores auxiliares, lo que obliga a transmitir señales de impulso a través de cables de gran longitud. El empleo de transformadores de impulsos permite resolver este problema. Los autores examinan detenidamente los detalles de varios sistemas de detectores que emplean transformadores de impulsos para contadores proporcionales y cámaras de fisión junto con sus características de funcionamiento.

I. Introduction

The coupling of radiation detectors to the associated counting equipment presents the problem of matching the impedances of the two component parts of the system to provide the optimum counting performance. Pulse transformers offer an attractive solution to this problem [1—3] for a number of applications and this paper discusses the requirements of the pulse transformer system for a number of detectors.

II. Characteristics of the detector signal

The detector signal is derived from a quantity of charge collected at the electrodes and the detector can be regarded as a constant current generator of infinite impedance.

The current supplied is practically independent of the load resistance and the duration of the current pulse depends only upon the collection time of the detector.

For gas-filled detectors operated without gas multiplication (pulse ionization chambers) the magnitude of the current pulse depends only upon the energy dissipated within the detector. With a detector employing gas multiplication (proportional counters) the magnitude of the current pulse can be increased, but the value of gas multiplication which can be employed is limited by such factors as stability and the life of the detector. In the case of the gas-filled detectors, to a first approximation the current pulse can be considered as a step function of constant amplitude with a duration equal to the collection time of the detector.

In the case of a scintillation counter the current pulse from the photomultiplier is of exponential form due to the time constant of the decay of the excitation of the crystal. The time constant for sodium iodide NaI (Tl) is approximately $0.25 \mu\text{s}$. The charge per pulse depends upon the energy dissipated in the crystal and upon the gain of the photomultiplier.

To achieve good stability in the photomultiplier it is necessary to ensure that the average anode current does not exceed $0.1 \mu\text{A}$. Assuming a counting rate of 100000 pulses per second this limits the average charge per pulse to 10^{-12} C .

These considerations show that in all cases the charge per pulse supplied by the detector is defined within relatively close limits. Table I shows the values of various types of detector. It also gives the magnitude of the voltage pulse obtained by passing the current pulse through a resistance of 100Ω , as well as the voltage obtained by storing the charge on the capacitance of the detector itself to which has been added a further capacitance of 3 pF in order to take into account the input capacitance of the amplifier.

TABLE I
DETECTOR SIGNAL CHARACTERISTICS

Detector type	Pulse rise-time	Charge per pulse	Capacity C	Equivalent generator current	Pulse amplitude (R = 100Ω)	Pulse amplitude ($C' = (C+3) \text{ pF}$)
Fission chamber FC165	5×10^{-2}	1.6×10^{-14}	110	0.3	30	150
Fission chamber FC35	5×10^{-2}	1.6×10^{-14}	37	0.3	30	400
BF_3 proportional counter 12EB40	1.0	5.7×10^{-14}	3.7	0.05	5	8.5
Geiger counter MG10H	5.0	8×10^{-9}	2.7	1.6×10^3	160×10^3	
Scintillation counter NaI(Tl) + VMP 11/44	0.25 Time constant	10^{-12}	20	0.4	40	43×10^3
	μS	C	μF	μA	μV	μV

III. The coupling of the detector to the amplifier

The basic consideration in coupling the detector to the counting system is to maintain a signal-to-noise ratio at the input to the amplifier which permits adequate pulse

discrimination. The amplifier input impedance, the input noise level and the bandwidth are the important parameters in this connection.

If the signal from the detector at the input to the amplifier is comparable with the noise level then true amplitude discrimination is impossible because the superimposing of the noise and signal pulses produces large amplitude fluctuations.

A typical amplifier input noise level is $10 \mu\text{V}$ and from Table I it is obvious that an input impedance of 100Ω is insufficient to produce a useful signal-to-noise ratio at the amplifier input. The considerations regarding the optimum value of input impedance are well known and they establish that the time constant formed by the input resistance and capacitance must be of the same order of magnitude as the pulse rise-time. The signal-pulse amplitude at the input to the amplifier will be closer to the value quoted in the last column of Table I under the optimum input impedance conditions.

When a long distance separates the detector and the amplifier it is common practice to divide the amplifier into two parts—a preamplifier and an amplifier—linked together by a cable used as a transmission line. This approach presents serious problems in conditions requiring small physical size, high temperatures, and high radiation intensities, since the preamplifier must be located close to the detector. Consideration must, therefore, be given to alternative techniques such as pulse transformers to solve the problem.

IV. The use of matching transformers

In a well-designed coaxial cable the speed of transmission of the signal is independent of the frequency and the characteristic impedance is a pure resistance. Coaxial cables with a characteristic impedance of 100Ω are considered in the following discussion.

A pulse transformer is required at each end of the cable to match the cable to the impedance of the detector or the amplifier. In considering the factors involved in determining the parameters of the pulse transformer this analysis assumes the cable is correctly matched into the amplifier. Fig. 1 shows the equivalent circuit at the terminals of the detector.

The current i represents the amplitude of the current pulse (step function) from the detector.

Then the instantaneous current through the resistance R

$$i_R = i \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right). \quad (1)$$

Where C = Input capacity

R = Load resistance

t = Time

W = Instantaneous power transmitted into the cable,

$$W = i_R^2 R = i^2 \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)^2 R \quad (2)$$

The current i has a duration t' equal to the collection time of the detector. It should be noted that the instantaneous power transmitted into the cable is zero at the end of the detector collection time. Knowing t' it is therefore possible to determine the value of R for the maximum value of W .

The bandwidth of the amplifier however imposes a limit on the useful power derived from the cable. If we consider the whole detector-amplifier system the effect of the

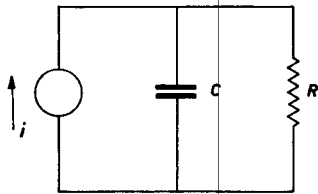


Fig. 1

Equivalent circuit of detector

C = input capacity, R = load resistance, t = charge collection time, T = amplifier time constant, W = instantaneous power transmitted to the cable

amplifier time constant T must be considered. Let the pulse current amplitude i be expressed in the form:

$$i = I_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) \tag{3}$$

T = amplifier time constant

I_0 = Current at $t = 0$

Using this hypothesis equation (1) becomes:

$$i_R = I_0 \left[1 - \frac{1}{T - RC} \left(T e^{-\frac{t}{T}} - RC e^{-\frac{t}{RC}} \right) \right] \tag{4}$$

The instantaneous power will be given by:

$$W = Ri_R^2 = I_0^2 \left[1 - \frac{1}{T - RC} \left(T e^{-\frac{t}{T}} - RC e^{-\frac{t}{RC}} \right) \right]^2 R \tag{5}$$

A study of the values of R so that W is a maximum shows that RC must always be nearly equal to the largest of the two time constants T or t .

In practice the amplifier is operated with $T = t' = RC$ to achieve the optimum signal-to-noise ratio. Using this information it is now possible to calculate the optimum values of the load resistance for the various detectors and to determine the transformer turns ratio (Table II).

TABLE II

PULSE TRANSFORMER: IMPEDANCE AND TURNS RATIO

Detector type	Detector-Cable		Cable-Amplifier	
	Resistance $R \ \Omega$	Turns ratio M	Resistance $R \ \Omega$	Turns ratio M
FC165	450	2.1	6.25 K	8
FC35	1.2 K	3.45	6.25 K	8
12EB40	115 K	34	125 K	35
MG10H	200 K	45		
NaI(Tl)				
+ VMP 11/44	10 K	10	30 K	17

If the number of turns is M then the impedance ratio is M^2 . In Table II it is assumed that the transformer capacity is 5 pF.

In the case of the Geiger-counter type MG10H the average charge per pulse is such that it is not necessary to have the optimum matching as calculated in Table II in order to arrive at a completely satisfactory power in the cable. In the case where the rise time of the detector is pulse variable according to the orientation of the trajectory of the particle in the detector, it can become necessary to increase the time constant associated with the detector so that the pulse amplitude is really proportional to the total generated charge. This adjustment is carried out at the expense of the maximum pulse amplitude.

V. Matching of the amplifier to the transmission cable

The pulse transformer at the amplifier is necessary to ensure the maximum power transmission from the cable into the amplifier. The impedance ratio is found immediately in the case of transistor amplifiers with low input impedance.

Valve amplifiers are invariably designed with high input impedance and thus require transformers having a high impedance ratio. It is, however, the decrease in the bandwidth of the transformer with increasing turns-ratio which is the limiting factor. The time constant derived from the amplifier input capacity together with the capacity of the secondary winding of the transformer associated with the high impedance ratio must not exceed the amplifier time constant T or the collection time t' .

Using values of 5 pF for the transformer capacity and 3 pF for the amplifier input capacity the transformer data is given in Table II.

VI. Practical circuit arrangements

Either of the two basic circuits shown in Fig. 2 can be used. In circuit 1 two cables are employed, one for the EHT, the other for the signal. The transformer insulation

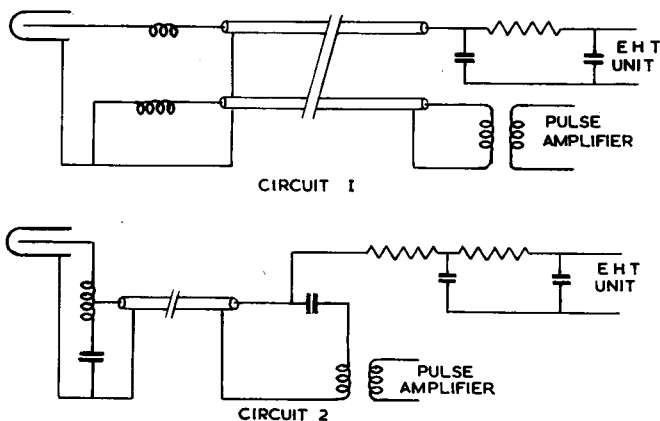


Fig. 2

Diagram showing basic circuits 1 and 2

VII. Detectors

Two types of detectors are described to illustrate some of the factors influencing the requirements for the pulse transformer and its associated input circuits.

(1) PULSE IONIZATION CHAMBERS

These chambers are operated as electron-collection ionization chambers in order to obtain a short response time permitting high counting rates. One example of this type of chamber is a fission chamber for neutron detection (Fig. 5). The fissile material, usually in the form of uranium oxide U_3O_8 , is coated on to the negative electrode of the ionization chamber. The sensitivity of this type of detector is small compared with detectors such as BF_3 proportional counters, but the charge per pulse is considerably larger due to the large energy release per fission event. The sensitivity is directly proportional to the number of fissile atoms and thus to the coated area, and in order to achieve the high sensitivity necessary for the measurement of low flux levels, it is necessary to provide large coated areas in the chamber. Where space sets a serious limitation the coated area can be increased by a design such as the FC165 forming the chamber of concentric cylinders.

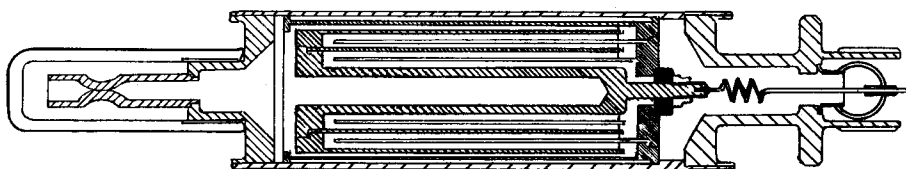


Fig. 5
20th century type FC165

Although achieving high sensitivity a serious defect of this design is to increase the counter capacity. The maximum voltage pulse induced at the anode of the chamber:

$$V = \frac{Q(I)}{C(d)}$$

Where Q = Charge per pulse

C = Total capacitance at the anode

I = Mean distance travelled by electron

d = Electrode spacing.

Any increase in the chamber capacity reduces the maximum possible capacity of any input circuits associated with the detector. Under normal operating conditions the maximum total input capacity C is about 400 pF. The capacity of the FC165 is 110 pF. In the instrumentation of research reactors the detector must be placed close to the core which is far from the indicating instrument.

This integral bias curve of the FC165 directly coupled to of a head amplifier is given in Fig. 6.

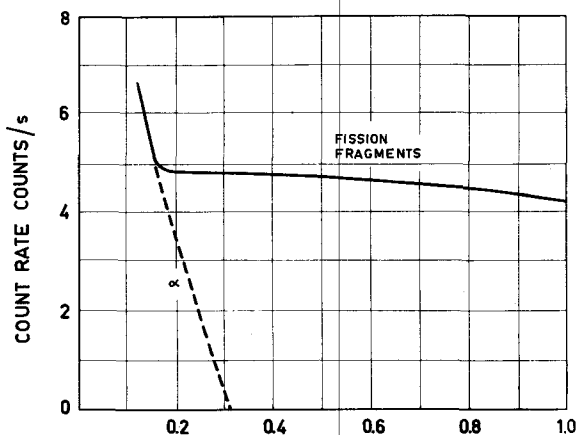


Fig. 6

Discriminator bias curve for fission chamber
ion pairs (= 28-eV particle energy) $\times 10^6$

The curve is formed of two components:

- (1) Due to a particle emitted from the fissile material;
- (2) Due to ionization pulses from fission fragments.

It is important in the use of pulse transformers in conjunction with such detectors to make certain that the input-circuit response time is kept short in order to delay the onset of effects due to gamma pile-up.

(2) BORON TRIFLUORIDE PROPORTIONAL COUNTERS

The BF_3 proportional counter is one of the most sensitive detectors of thermal neutrons and is widely employed in measuring and monitoring applications. The basic construction of the chamber is shown in Fig. 7. The chamber is filled with pure boron trifluoride gas, usually enriched in the ^{10}B isotope and the detection of neutrons is achieved by the $^{10}\text{B}(n, \alpha)^7\text{Li}^7$ reaction. The kinetic energy of the ionizing particles resulting from the n, α reaction in boron 10 is 2.4 MeV (2.85 MeV in 7% of the reactions). The counter is operated as a proportional counter with a gas multiplication of G . The maximum pulse amplitude available from an event in which the whole of the particle energy is dissipated in the gas is given approximately by:

$$\frac{G}{C} \times 10^{-2} \text{ V}$$

Where G = Gas amplification

C = Total input capacitance in 10^{-12} F.

The construction of the tube gives an inherently low capacity but the relatively low charge per pulse makes the maximum permissible input capacity small compared with that for a fission chamber. Using a higher gas amplification increases the charge per pulse but this decreases the life of the tube. The use of pulse transformers, therefore, can extend the life of such tubes by limiting the charge per pulse necessary from the detector.

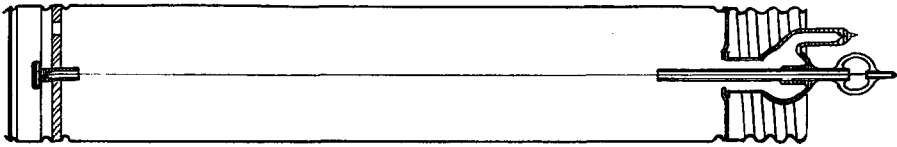


Fig. 7
20th century type 12EB40

VIII. High-temperature systems

In high-temperature applications a single-cable system (circuit 2) would be an ideal solution and the problems of designing and manufacturing a combined pulse transformer and blocking capacitor have been investigated.

For the pulse transformer it was necessary to use core materials with stable magnetic properties at the maximum operating temperature (500°C) and it was decided that grain-orientated silicon-iron was a suitable material. Insulated wire was used for winding—either anodized aluminium or ceramic-coated wire.

To form the capacitor a ceramic tube, metallized both internally and externally, is used. The transformer is mounted inside the tube using a ceramic cement. The complete unit is $\frac{3}{4}$ in diam. \times $1\frac{1}{4}$ in in length.

IX. Results and conclusions

Pulse transformers based on the design information given in this paper have been constructed. For low-temperature applications up to 150°C Ferroxcube cores can be employed using silicone-insulated wires. The complete transformer can be potted to increased insulation performance.

For higher temperature applications of fission chambers it has been necessary to employ core materials with high Curie temperatures and pulse transformers are designed for use up to 500°C . High-temperature cables for these applications are mineral insulated and the attenuation-temperature characteristics of these cables must be carefully considered in conjunction with the transformer design. In present investigations the single-cable circuit (circuit 2) has been examined. The decoupling condenser at the detector is being constructed as a metallized ceramic outer case of the transformer.

The pulse-instrumentation system for the BR2 reactor employs a fission-chamber type FC165 employing a pulse transformer, using circuit 2. A polystyrene capacitor is used to give high radiation resistance. Extensive tests on this installation have confirmed its reliability. It has been observed that the incorporation of a pulse-transformer system has required an additional gain of 8–10 db in order to achieve equivalent results. This is not due to poor matching characteristics with the cable and it has been found that the cable length can be varied without significant change. The effect is most likely due to the bandwidth limitations of the present transformers for the fast pulses from the detectors.

To summarize, a pulse transformer system has the following advantages in the transmission of signals from detectors over considerable distances:

- (1) Simplicity of construction;
- (2) Small physical size;
- (3) Operation up to 500°C;
- (4) Non-overloading.

In spite of the recent development of charge-sensitive preamplifier and amplifier systems, the pulse transformer is still an attractive solution for many applications, particularly in terms of non-overloaded characteristics and reliability.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors wish to acknowledge the contributions of their colleagues in this work and in particular those of Mr. R. Triviere of the Nuclear Division ACEC and Mr. C. J. Bargery of 20th Century Electronics for his work on the pulse-transformer system using triaxial cable. The authors are also indebted to useful discussions with Mr. J. F. Hogg and Mr. D. L. Roberts of the United Kingdom Atomic Energy Authority at Winfrith concerning the use of pulse transformers for high-temperature reactor instrumentation. We thank the directors of 20th Century Electronics Ltd., and of ACEC, Charleroi, for permission to publish this paper.

REFERENCES

- [1] SCHECKLER, A. C., *Nucleonics* **8** (1951) 47.
- [2] GRAY, A. *et al.*, *Nuclear Power* **4** (1959) 106.
- [3] CAMERON, J. F. *et al.*, *J. Applied Radiation and Isotopes* **3** (1958) 17.

DISCUSSION

R. J. Griffiths (United Kingdom): Would Mr. Loveless tell us what is the frequency response of the triaxial cable-transformer system?

F. C. Loveless (United Kingdom): Precise information on this point is not yet available but the following details regarding the pulse transformer, which is the limiting component, may be of interest: it has a rise time of 0.08 μ s and a turns ratio of 4:1.

The triaxial cable has a characteristic impedance of 70 Ω . The fission chamber pulses which have been used with this system have a rise time of approximately 0.05 μ s.

J. L. Leconte (France): Could you give us orders of magnitude for the output level of your transformers with your BF₃ counters? The transformer results in attenuation of the pulse as compared with the classical integration process, and I expect you must have problems due to the signal-to-background noise ratio. Could you give us orders of magnitude?

F. C. Loveless: The pulse height obtained from the BF₃ counter, type 12EB40, operating with a gas multiplication of 30 is approximately 8.5 mV. See Table I in the paper. The attenuation of the system is increased by 8 db using pulse transformers.

We have not experienced difficulties with signal-to-background noise ratio using the transformer system, provided the cable is correctly matched to both detector and amplifier.

C. J. Borkowski (United States): Most of the problems with reactors where one uses a pulse channel for measuring neutron levels are, at least in our experience, due to cables

picking up noise from motor-starting relays and the like; it is true that the impedance is relatively low, but would you not anticipate a fair amount of spurious transients on a low-level system of this type?

F. C. Loveless: Our present experience of the triaxial cable system has been confined to the laboratory but we hope to test the system in a reactor environment in the near future. In the system which I described, for the pulse instrumentation designed by the ACEC for the Belgian BR2 reactor, a triaxial cable is used as a double-screened cable. Complete freedom from spurious pulses is obtained with this arrangement. It is of course important to isolate the detector supplies from those connected to the reactor. This particularly applies to the "ground" potential connections.

R. Vestergaard (Sweden): I might make a comment on Mr. Borkowski's reference to spurious noise in these reactor systems. I have myself worked quite a lot with such systems and my experience is rather that it is not generally very difficult to screen the pulse transmission system itself. In my experience the noise is caused mainly by pick-up in the ground portion of the network, as Mr. Loveless says, so I would just warn against too much trouble-hunting in the transmission channel itself.

CIRCUIT SÉLECTEUR TRANSISTORISÉ A UN CANAL

H. ANDRIEUX, J. GUITTON ET L. HUGOLIN

CENTRE D'ÉTUDES NUCLÉAIRES DE SACLAY

FRANCE

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

Single-channel transistorized selector. The special aim has been stability of the thresholds and standardized pulses under variations of temperature, and also interchangeability of transistors.

The selector has the following specifications. Input dynamic, 100 mV to 10 V; adjustable channel width, 100 mV to 1 V; minimum resolving time, 5 μ s; maximum storage of capacitor, 100000 cps; linearity of capacitor, $\pm 1\%$; stability of capacitor: final information is retained to 1% after 24 hours.

Tests of the selector under variations of temperature were carried out between -20° and $+55^\circ$. The following was observed: threshold variation of $+2\%$ for a threshold of 100 mV; channel-width variation of $\pm 2\%$ for a width of 100 mV; stored information variation in the capacitor of $\pm 2\%$.

The selector is wired on a plate of dimensions 196 \times 96 mm. Consumption is 20 mA at -18 V and 30 mA at $+18$ V.

Sélecteur transistorisé à un canal. On a plus particulièrement recherché la stabilité des seuils et des signaux standardisés en fonction de la température, ainsi que l'interchangeabilité des transistors.

Le sélecteur présente les performances suivantes. Dynamique d'entrée, 100 mV à 10 V; largeur du canal ajustable, 100 mV à 1 V; temps de résolution minimum, 5 μ s; capacité maximum de la mémoire, 100000 chocs; linéarité de la mémoire, $\pm 1\%$; stabilité de la mémoire: l'information finale est conservée à 1% au bout de 24 heures.

Les essais du sélecteur en fonction de la température ont été effectués entre -20° et $+55^\circ$. On a observé: une variation de seuil de $+2\%$ pour un seuil de 100 mV; une variation de la largeur du canal de $\pm 2\%$ pour une largeur de 100 mV; une variation de l'information stockée sur la mémoire de $\pm 2\%$.

Le sélecteur est câblé sur une plaquette de 196 mm de long sur 96 mm de large. Il consomme 20 mA sous -18 V et 30 mA sous $+18$ V.

Транзисторный одноканальный селектор. Авторы особенно стремились к стабильности порогов и унификации сигналов в зависимости от температуры, а также к взаимозаменяемости транзисторов.

Селектор имеет следующие характеристики. Входной динамик: 100 мВ—10 В; ширина регулируемого канала: 100 мВ—1 В; минимальное разрешающее время — 5 μ s; максимальная емкость запоминающего устройства — 100000 отсчетов; линейность запоминающего устройства $\pm 1\%$; стабильность запоминающего устройства: окончательная информация сохраняется с точностью до 1% после 24 часов.

Температурное испытание селектора проводилось в пределах от -20° до $+55^\circ$. При испытаниях наблюдались: колебания порога в $+2\%$ для порога в 100 мВ; колебание ширины канала в $\pm 2\%$ для ширины в 100 мВ; ошибка информации, хранимой запоминающим устройством, в $\pm 2\%$.

Селектор смонтирован на пластине длиной в 196 миллиметров и шириной в 96 миллиметров. Он потребляет 20 мА при -18 вольт и 30 мА при $+18$ вольт.

Selector transistorizado de un canal. Los autores han procurado en particular lograr la estabilidad de los umbrales y de las señales normalizadas en función de la temperatura, así como la intercambiabilidad de los transistores.

Las características del selector son las siguientes: Margen de entrada, de 100 mV a 10 V; amplitud del canal ajustable, de 100 mV a 1 V; tiempo de resolución mínimo, 5 μ s; capacidad máxima de la memoria, 100000 impulsos; linealidad de la memoria, $\pm 1\%$; estabilidad de la memoria: a las 24 horas, la información final se conserva al 1%.

Los ensayos del selector en función de la temperatura se han efectuado entre -20° y $+55^\circ$. Se han observado los siguientes resultados: Variación del umbral de $+2\%$ para un umbral de 100 mV; variación de la anchura del canal de $\pm 2\%$ para una anchura de 100 mV; variación de $\pm 2\%$ de la información almacenada por la memoria.

El selector está conectado a una placa de 196 mm de longitud y 96 mm de ancho. Consumo: 20 mA a -18 V y 30 mA a $+18$ V.

Introduction

Le circuit sélecteur décrit dans le présent mémoire constitue l'élément essentiel d'un appareillage de spectrométrie gamma, plus spécialement d'un appareillage portatif.

Il répond aux besoins de l'électronique classique. Les impulsions qui l'attaquent ont 0,1 μ s de temps de montée et quelques microsecondes de largeur. Le temps de résolution est de l'ordre de quelques microsecondes.

Nous avons plus particulièrement recherché la stabilité des seuils et des signaux standardisés en fonction de la température, ainsi que l'interchangeabilité des transistors utilisés.

L'écart de température auquel a été soumis le circuit est de 75°C , de -20° à $+55^\circ$.

Composition du sélecteur

Le sélecteur présente les circuits fonctionnels suivants:

- a) Circuit séparateur et adaptateur à l'entrée du sélecteur proprement dit;
- b) Circuit adaptateur et limiteur d'amplitude sur chacune des voies supérieure et inférieure;
- c) Circuit discriminateur d'amplitude, voie supérieure et voie inférieure;
- d) Circuit de retard ajustable sur la voie inférieure;
- e) Circuit anticoïncidence;
- f) Circuit de mise en forme;
- g) Circuit adaptateur de sortie.

CIRCUIT SÉPARATEUR ET ADAPTATEUR — CIRCUIT ADAPTATEUR ET LIMITEUR D'AMPLITUDE

Les deux circuits sont de même inspiration. Nous indiquerons les éléments constitutifs du second (fig. 1).

Le transistor T_3 — voie inférieure — est monté en collecteur commun, et son collecteur débite dans la base du transistor T_4 alimenté en émetteur commun. Le collecteur de T_4 débite dans l'émetteur de T_3 .

Ce circuit bouclé assure une impédance de sortie qui n'est que de quelques ohms.

Par ailleurs le transistor T_3 conduit au repos. L'impulsion négative de déclenchement le bloque. De ce fait il isole le circuit discriminateur, limitant constamment l'amplitude du signal sur la base du transistor T_5 à une valeur voisine de celle du seuil. Aucune impulsion saturante n'est appliquée au transistor de seuil T_5 .

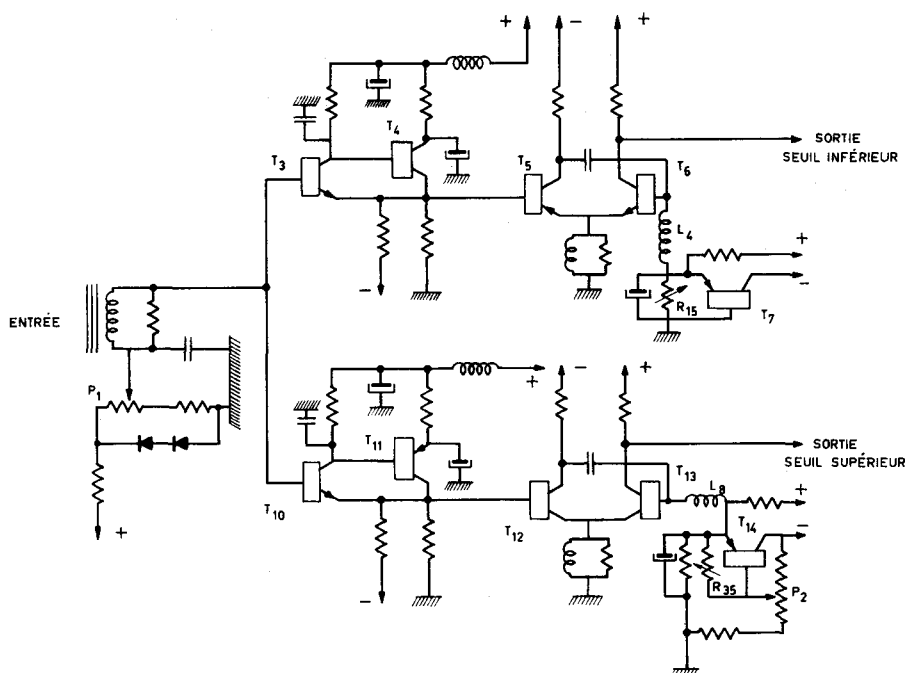


Figure 1
Circuit adaptateur — circuit discriminateur.

Un tel fonctionnement permet d'éviter l'interaction des voies l'une sur l'autre.

Le même raisonnement s'applique au montage des transistors T_{10} et T_{11} de la voie supérieure.

CIRCUIT DISCRIMINATEUR (fig. 1)

Il se compose essentiellement de:

— Deux transistors complémentaires pnp et npn; T_5 et T_6 pour la voie inférieure, T_{12} et T_{13} pour la voie supérieure.

— Deux transistors de compensation en température T_7 et T_{14} .

Au repos, les transistors pnp, T_5 et T_{12} sont bloqués à une tension voisine de celle du seuil de déclenchement inférieur par les transistors T_3 et T_{10} . Le potentiomètre P_1 permet de fixer ce seuil.

Sur la voie inférieure, le transistor npn complémentaire, T_6 , est légèrement polarisé au repos par T_7 , de manière que son gain en courant β soit maximum.

Ce gain en courant β est stabilisé en température par T_6 . Lorsque la température augmente, la tension émetteur-base de T_7 diminue et abaisse la polarisation de T_6 , maintenant constant le gain β qui aurait tendance à croître avec la température.

Sur la voie supérieure, le transistor complémentaire T_{13} est bloqué au repos par T_{14} . Le potentiomètre P_2 détermine la valeur du seuil de déclenchement supérieur et en conséquence la largeur de la bande de sélection.

Si la température s'élève, le seuil propre de déclenchement de T_{13} a tendance à diminuer, mais également la tension émetteur-base de T_{14} . On obtient une polarisation variable, fonction de la température, qui stabilise le seuil de déclenchement.

Le circuit discriminateur possède une dynamique de 100 : 100 mV à 10 V.

La largeur du canal de sélection est ajustable de 100 mV à 1 V.

Le signal de sortie varie en durée de 1 à 5 μ s, selon la largeur de l'impulsion d'attaque.

CIRCUIT DE RETARD (fig. 2)

Après différenciation par le circuit C_{11} P_3 , le signal est appliqué sur la base du transistor T_9 monté en émetteur commun.

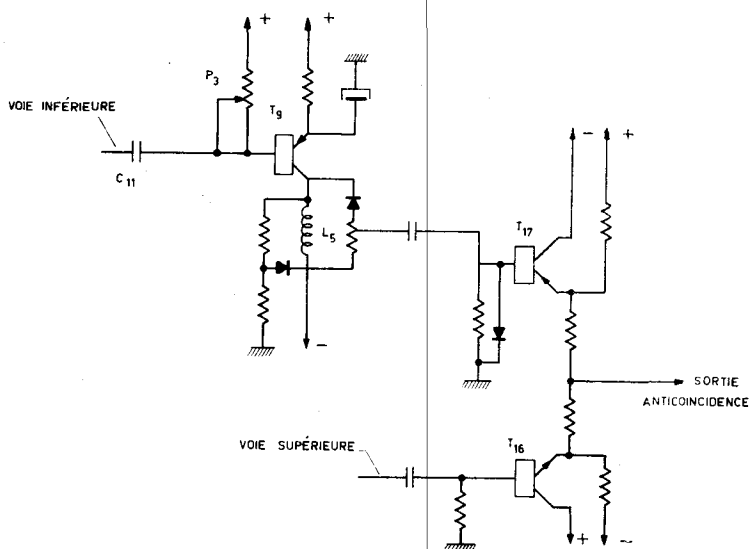


Figure 2
Circuit de retard — circuit anticoincidence.

Sur le collecteur, on recueille une impulsion comportant en premier lieu une partie positive, puis une partie négative produite par l'oscillation de la self L_5 . Seule la partie négative de l'oscillation constitue le signal utile de sortie.

Quant à la première impulsion positive, sa largeur est ajustable par le potentiomètre P_3 ; elle assure le retard dont la valeur peut varier de 0,3 à 6 μ s.

CIRCUIT ANTICOINCIDENCE (fig. 2)

La fonction anticoincidence est obtenue au niveau des transistors T_{16} et T_{17} montés en collecteur commun. Les émetteurs de ces transistors reçoivent les signaux en opposition de signe des voies inférieure et supérieure.

CIRCUIT DE MISE EN FORME (fig. 3)

Le circuit est constitué de deux transistors complémentaires pnp et npn — T_{18} et T_{19} . L'impulsion de mise en forme est assurée par l'inductance L_9 ; en conséquence elle est indépendante du type de transistor utilisé et des effets de température.

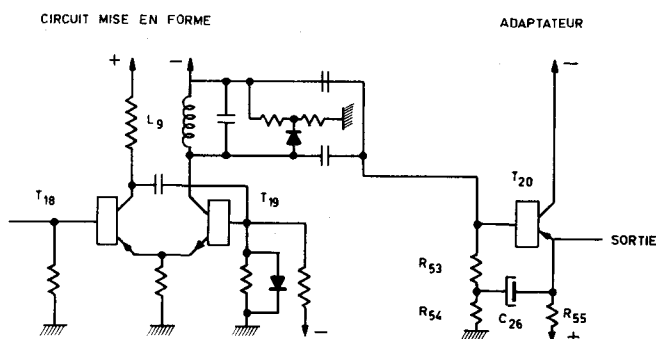


Figure 3

Circuit de mise en forme — circuit adaptateur.

Le circuit de mise en forme — L_9 , C_{23} , R_{51} , R_{52} ... — est réglé pour obtenir l'amortissement critique.

Des temps de résolution de quelques microsecondes sont facilement réalisés.

CIRCUIT ADAPTATEUR (fig. 3)

Deux transistors en montage collecteur commun T_{20} , T_{21} assurent la sortie à basse impédance du signal sélectionné.

Le montage présente une impédance d'entrée élevée, condition de stabilité du circuit de mise en forme.

La charge de base continue est constituée par les résistances $R_{53} + R_{54}$, avec $R_{53} = R_{54}$. Une capacité C_{26} relie l'émetteur au point commun $R_{53} \cdot R_{54}$.

Dans ces conditions, l'impédance dynamique vue par le circuit d'attaque résulte de la mise en parallèle d'une part d'une résistance $(1 + \beta) R_{55}$, d'autre part d'une résistance R' , définie par la relation:

$$R' = \frac{R_{53} \times R_{54}}{r_e + \frac{r_b}{1 + \beta}}$$

où r_e est la résistance de la jonction base émetteur et r_b la résistance de la base.

En prenant pour R_{53} et R_{54} des valeurs de 2000Ω , on obtient pour R' des valeurs de $10^5 \Omega$.

Essais — Performances du circuit discriminateur

Incertitude de déclenchement. La zone d'incertitude est de 2 mV pour un seuil de

déclenchement de 300 mV et des impulsions d'attaque ayant un front de montée de 10^{-7} s. Elle atteint 5 mV pour des impulsions ayant un front de montée de 10^{-8} s.

Temps de restitution. Le temps de restitution est de 4 μ s. L'utilisation d'inductances, L_4 et L_8 , dans les bases des transistors T_6 et T_{13} , assure le retour rapide de ces transistors aux conditions initiales.

Linéarité. L'écart entre la valeur du seuil affiché et la valeur de l'amplitude de l'impulsion de déclenchement ne dépasse jamais 1%.

Essai en température (fig. 4). Les mesures de stabilité de seuil de déclenchement ont été faites entre -20° et $+55^\circ$.

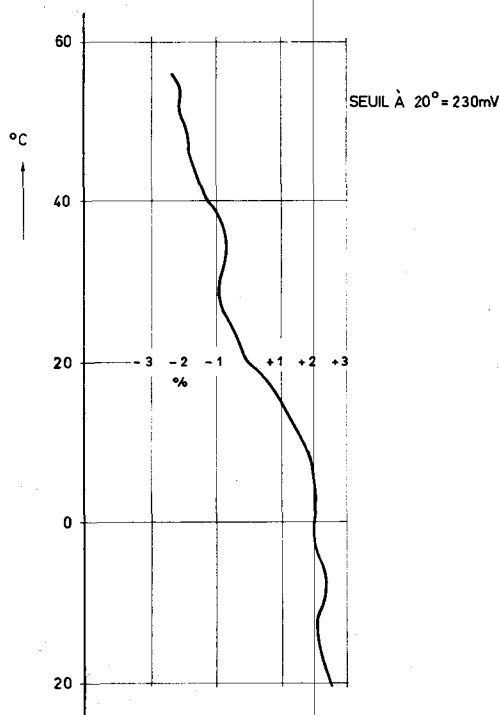


Figure 4
Variation du seuil en fonction de la température.

Une impulsion de 400 mV d'amplitude est appliquée aux bornes d'un héliopot 200 Ω , 10 tours. Chaque division de l'héliopot représente 0,4 mV. A chaque palier de température, l'héliopot est retouché pour se placer exactement au seuil de déclenchement.

Pour un seuil de 230 mV à 20° , la variation de seuil est limitée à $\pm 2,8\%$ dans l'écart de température considéré, et pour un réglage optimum du point de fonctionnement des transistors de compensation T_7 et T_{14} .

Sans réglage particulier de ces transistors, la variation maximum obtenue est de $\pm 6\%$.

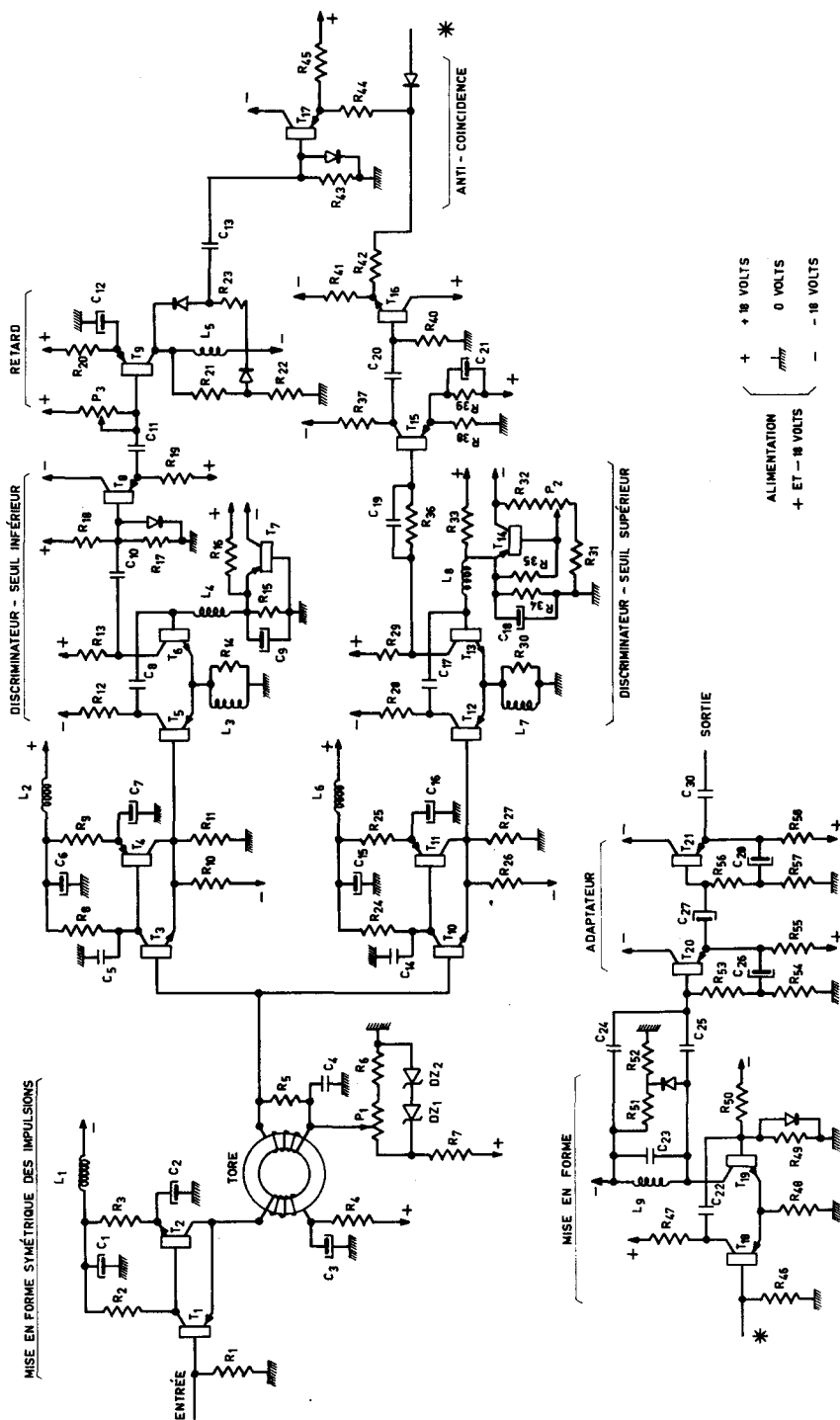


Figure 5 — Schéma d'ensemble.

p3 — potentiomètre d'ajustage du retard

p2 — potentiomètre de largeur de bande

Alimentation: + et - 18 V

Conclusion

Le circuit que nous venons de décrire est monté sur une plaquette type circuit imprimé de 196 mm de long sur 96 mm de large. Sa consommation est de 22 mA sur le + 18 V et le — 18 V, soit environ 800 mW.

La réduction du nombre des éléments, la consommation faible, l'encombrement réduit et la stabilité du circuit en fonction de la température répondent aux impératifs de l'appareillage portatif à performances élevées.

A LINEAR CIRCUIT FOR MEASURING THE AMPLITUDE RATIO OF TWO PULSES

R. BAYER

INSTYTUT BADAŃ JADROWYCH, WARSAW
POLAND

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

A linear circuit for measuring the amplitude ratio of two pulses. A circuit which changes linearly the amplitude ratio of two simultaneous pulses is described.

Up to now circuits have logarithmic characteristics. Their principal work is to charge capacitors to voltages which are equal to the amplitude of pulses and then discharge them through the RC circuit of the same time constant.

This system has disadvantages owing to logarithmic characteristics and because one cannot distinguish the ratio from its reciprocal.

The circuit described here has not this disadvantage. Its working principle is based on the use of the Miller principle in a pentode tube. This circuit was applied, up to now, to the linear change into time of the pulse amplitude which is applied to the plate. Such a circuit type was used in amplitude analysers.

If we consider some steady parameters in this circuit we will find that the sweep time is inversely proportional to the first grid voltage. Thus, if we apply an amplitude of the second pulse to the first grid there appears, at the second grid of the tube, a linear dependence of the pulse width to the ratio of pulses.

Application du circuit linéaire à la mesure du rapport d'amplitudes de deux impulsions. L'auteur décrit un type de circuit permettant la conversion linéaire en temps du rapport d'amplitudes de deux impulsions reçues simultanément.

Les circuits utilisés jusqu'ici sont à réponse logarithmique. Leur principe de fonctionnement est le suivant: charger des condensateurs à une tension égale à l'amplitude des impulsions, puis les décharger dans un circuit RC à constante de temps identique.

Ce type de circuit présente certains inconvénients découlant de sa réponse logarithmique; de plus, il ne rend pas possible la distinction entre un rapport d'amplitude et son inverse.

Le circuit décrit dans le mémoire ne présente pas ces inconvénients. Son fonctionnement est basé sur l'application de l'effet Miller à une pentode. Jusqu'ici, il n'avait été utilisé que pour la conversion linéaire en temps de l'amplitude de l'impulsion appliquée à la plaque. Un circuit de ce genre a été utilisé dans des analyseurs d'amplitude.

Si l'on considère certains des paramètres stationnaires de ce circuit, on constate que la fréquence de balayage est inversement proportionnelle à la tension de la première grille. Par conséquent, si l'on applique à la première grille l'amplitude de la seconde impulsion, on obtient une fonction linéaire entre la largeur des impulsions à la seconde grille du tube et le rapport des impulsions.

Линейная схема для измерения амплитудного коэффициента двух импульсов. Дается описание схемы, которая линейно преобразует амплитудное отношение двух поступающих одновременно импульсов,

Схемы, работающие вплоть до настоящего времени, имеют логарифмические характеристики. Основная работа заключается в том, чтобы зарядить конденсаторы до напряжений, равных амплитудам импульсов, и затем разрядить их посредством схемы RC этой же постоянной времени.

Эта схема неудобна из-за логарифмической характеристики и из-за того, что невозможно отличить коэффициент от его обратной величины.

Схема, описание которой дается в докладе, не имеет этого недостатка. Ее принцип работы основывается на использовании эффекта Миллера в пентодной трубке. Эта схема

использовалась вплоть до настоящего времени для линейного преобразования во время амплитуды импульса, который приложен к пластине. Такой вид схем использовался в амплитудных анализаторах.

Если мы рассмотрим несколько установленных параметров в данной схеме, мы обнаружим, что время развертки обратно пропорционально первому сеточному напряжению. Таким образом, если мы приложим амплитуду второго импульса к первой сетке, мы получим линейную зависимость импульсной ширины, появляющуюся на второй сетке трубки, от коэффициентов импульсов.

Circuito lineal para medir el cociente de las amplitudes de dos impulsos. La memoria describe un circuito que convierte linealmente en un intervalo de tiempo el cociente de las amplitudes de dos impulsos que llegan simultáneamente.

Los circuitos existentes hasta hoy tienen una característica logarítmica. Se basan en el principio de cargar condensadores hasta una tensión igual a la amplitud del impulso, y descargarlos seguidamente a través de circuitos RC con la misma constante de tiempo.

Los dos inconvenientes de este circuito son su característica logarítmica y el hecho de que no es posible distinguir entre el cociente y su valor recíproco.

El circuito descrito no tiene estos inconvenientes. Utiliza el efecto Miller en un pentado. Hasta ahora, este circuito se utilizó para transformar linealmente en tiempo la amplitud del impulso aplicado a la placa. Se emplearon circuitos de este tipo en analizadores de amplitudes.

Si se toman algunos parámetros estables en este circuito, se encontrará que el tiempo de barrido es inversamente proporcional a la tensión de la primera rejilla. Así, pues, si se aplica la amplitud del segundo impulso a la primera rejilla, se encontrará una relación lineal entre el ancho del impulso que aparece en la segunda rejilla de la válvula y el cociente de las amplitudes de los dos impulsos.

I. Introduction

Sometimes in nuclear physics it is necessary to analyse the two incoming pulses according to their amplitude ratio. The most convenient method is to convert the amplitude ratio into time and then analyse it in a similar way to that with an amplitude analyser. As it is uneconomic to build a special analyser for this purpose, the time-of-flight analyser and the circuit which changes the amplitude ratio into time, are usually used.

A circuit of this type, described elsewhere [1], changes the amplitude ratio of two pulses into time with a logarithmic characteristic. Both this circuit and this method are simple, but inconvenient because we cannot analyse the ratio equal to and below unity, but only at unity owing to its bad stability.

The most convenient is the circuit which linearly changes the amplitude ratio into time. In such a circuit it is possible to analyse rapidly the amplitude ratio at below, equal to and above unity. This circuit has been built in the Electronic Department of the Institute of Nuclear Research in Warsaw.

II. The logarithmic circuit

It is very simple to convert the amplitude ratio of two pulses into time in two RC circuits (Fig. 1). The capacitors are charged to the amplitudes of the pulses and then discharged through resistors to the voltages of the value E . For the proper working of the circuits their time constant should be equal.

The pulses from capacitors are presented to two discriminators of the same discriminating threshold equal to E .

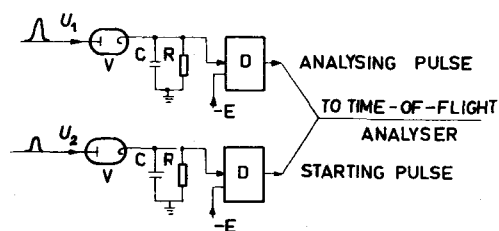


Fig. 1
RC circuits with discriminators
V — charging diode; D — discriminator

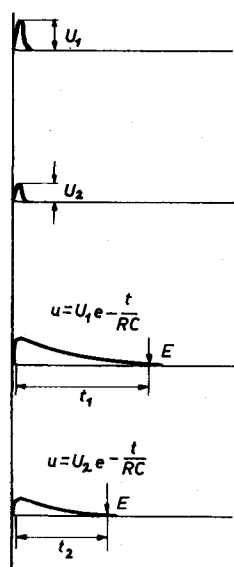


Fig. 2
The discharging curves

The discharging curve of a condenser of capacity C through a resistor of resistance R is given by the equation:

$$u = U_0 \exp\left(\frac{-t}{RC}\right) \quad (1)$$

where U_0 is the initial value of the condenser voltage. When the amplitudes of two pulses are correspondingly U_1 and U_2 we have

$$E = U_1 \exp\left(\frac{-t_1}{RC}\right) = U_2 \exp\left(\frac{-t_2}{RC}\right). \quad (2)$$

Then from equation (2)

$$\Delta t = t_1 - t_2 = RC \ln \frac{U_1}{U_2}. \quad (3)$$

This characteristic is logarithmic and is inconvenient because of the impossibility of analysing the amplitude ratio of two pulses equal to and below unity at the same time as analysing the amplitude ratio above unity. This difficulty can be removed by having two such circuits and, in one of them, analysing the amplitude ratio above unity and in the second the amplitude ratio below unity by taking its reciprocal. Nevertheless we cannot analyse an amplitude ratio of equal unity and the stability of the discriminator threshold is poor.

Let us suppose that an analyser of the following characteristics is needed:

Number of channels, 50;

Width of the channel is $60 \mu\text{s}$;

Amplitude ratio lies between $\frac{1}{5}$ to 5;

The amplitudes of pulses which are analysed are between 5 and 100 V.

If, in these conditions the logarithmic and the linear circuit are to be compared we must choose the time constant in the logarithmic circuit in such a way that the maximum ratio of pulses to be analysed (i.e. five), will be analysed in the 50-th channel which corresponds to $3000 \mu\text{s}$.

From this, owing to

$$\Delta t = RC \ln \frac{U_1}{U_2}$$

$$\text{where } \frac{U_1}{U_2} = 5$$

$$\text{we have } RC = \frac{3000}{\ln 5} = 1860 \mu\text{s}.$$

In the linear circuit the conversion of amplitude ratio into time, has channel widths which are equal throughout the range, i.e. from 0 to 5, and the corresponding differences between two amplitude ratios are 0.1.

In the logarithmic circuit, taking the amplitude ratio from 1 to 1.1, we find that pulses will be analysed in approximately three channels and the amplitude ratio from 4.9 to 5.0 will be analysed in approximately half a channel. One of the disadvantages of the logarithmic circuit is the instability of discriminating thresholds which amounts to ± 0.1 V.

Taking into account the minimum amplitude value of the pulses being analysed, i.e. 5 V, and its change from 4.9 V to 5.1 V (if we analyse pulses of amplitude ratio close to 1.1) we see that the change of Δt is about 40%.

This enormous change of Δt when we analyse the amplitude ratio near to unity, and the impossibility of analysing the amplitude ratio equal to and below unity, are the main disadvantages of this circuit.

III. The linear circuit

On comparing the work of the circuit with the Miller result we see that it is possible to linearly change the ratio of two voltages into a time. This change may be done in

a circuit based on a pentode working in a monostable screen-coupled phantastron circuit.

We find that the linear sweep (Fig. 3) in a phantastron circuit (Fig. 4) changes so that its speed is expressed, as in the simple Miller integrator [2], by

$$(U_s + E_1)/RC \text{ V/s} \quad (4)$$

and can be controlled by changing U_s , R or C .

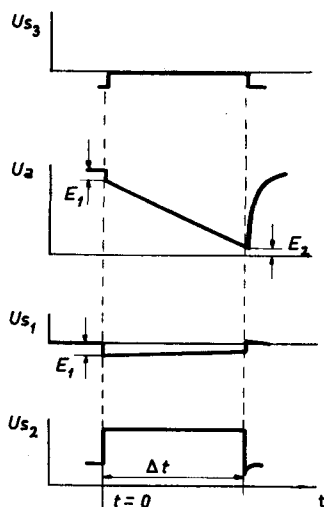


Fig. 3

The sweeps of the phantastron circuit

U_a — plate voltage; U_{s1} — first grid voltage; U_{s2} — screen voltage; U_{s3} — third grid voltage

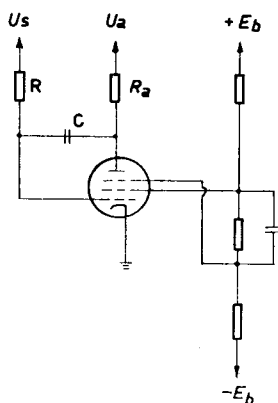


Fig. 4

The screen-coupled phantastron circuit

E — supplying voltage

If the rundown proceeds to within E_2 volts of ground, then the amplitude of the sweep is

$$U_a - E_1 - E_2 \quad (5)$$

and can be adjusted by changing U_a . Where E_1 is very close to the cut-off bias of the tube, E_2 is the bottom point of the load-line on the plate characteristic (Fig. 5).

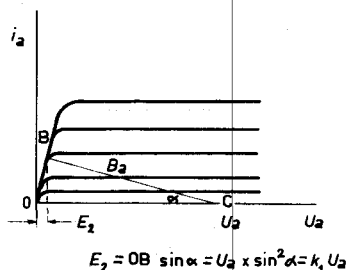


Fig. 5
Simplified plate-pentode characteristics

The sweep time Δt is the amplitude (5) divided by the speed (4), so that

$$\Delta t = RC \frac{U_a - E_1 - E_2}{U_s + E_1} = k \frac{U_a - E_1 - E_1}{U_s + E_2}. \quad (6)$$

In equation (6) we have two voltages, the plate voltage — U_a and the voltage presented to grid-leak R , — U_s , the ratio of which determines Δt linearly, presuming that the parameters E_1 and E_2 are compensated.

It will be easy to compensate these parameters if they are steady and independent of voltages U_a and U_s , or are dependent on voltages U_a and U_s , but in a known way.

Considering the pentode work in a screen-coupled phantastron circuit we find that E_1 is very close to the cut-off bias of the tube.

If we consider that the pentode used in such a circuit is an amplifying pentode, we may assume that E_1 is constant and independent of U_a . E_2 is the bottom point of the load-line R_a on plate characteristics. It changes with U_a and can be made proportional to U_a by the choice of a suitable value for the plate-load resistor R_a .

It is seen from simplified pentode-plate characteristics (Fig. 5) that the triangle OAB is similar to the triangle ABC and

$$E_2 = \sin^2 \alpha U_a = k_1 U_a.$$

Taking into account these dependences, i.e., $E_1 = \text{const.}$ and $E_2 = k_1 U_a$, and applying to the pentode plate the voltage $U_a + E_1 + k_1 U_a$, and to the grid-leak the voltage equal to $U_s - E_1$, a linear dependence of Δt from the ratio U_a/U_s is obtained.

If, in a circuit of Fig. 4, instead of the plate voltage U_a , we apply the voltage which is equal to the amplitude of the first pulse, and instead of the grid-leak voltage U_s we

apply the voltage which is equal to the amplitude of the second pulse, we have all the conditions for the linear conversion of the two-pulses amplitude-ratio into time,

$$\Delta t = k \frac{U_1}{U_2}.$$

IV. Performance

A linear circuit, converting amplitude ratio into time, was developed by using the pentode 6F33 working in a monostable screen-coupled phantastron circuit (Fig. 6).

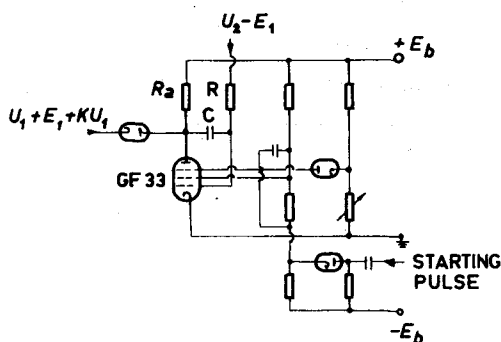


Fig. 6

Linear circuit converting amplitude ratio into time

The plate resistor $R_a = 300 \text{ k}\Omega$ and the voltage $E_1 = 5.6 \text{ V}$ were chosen as an experiment.

Giving $R_a = 300 \text{ k}\Omega$ we obtain $E_2 = 0.1 U_1$.

The time-constant RC was chosen equal $600 \mu\text{s}$ where $R = 1 \text{ M}\Omega$ and $C = 600 \text{ pF}$.

Taking the number of channels equal to 50 and the maximum analysing ratio equal to 5, and referring to the 50th channel, the channel width is equal to $60 \mu\text{s}$. Hence the amplitude ratio equal to unity is analysed in the 10th channel.

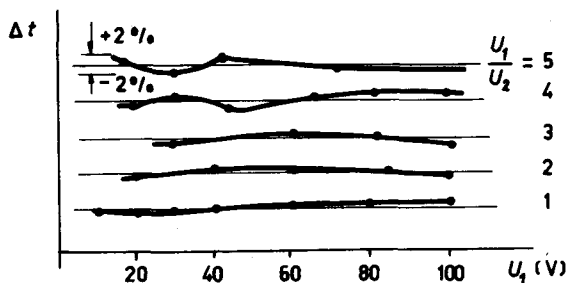


Fig. 7

The departure of t from its theoretical value
 U_1 — amplitude of the first pulse; U_2 — amplitude of the second pulse

The circuit was tested with steady voltages (static method) and with pulses (dynamic method) applied to the plate and to the grid-leak in a proper manner.

Testing was done with voltage between 6 and 100 V and ratios from 0.2 to 5. The changes of Δt were within $\pm 2\%$ (Figs. 7 and 8).

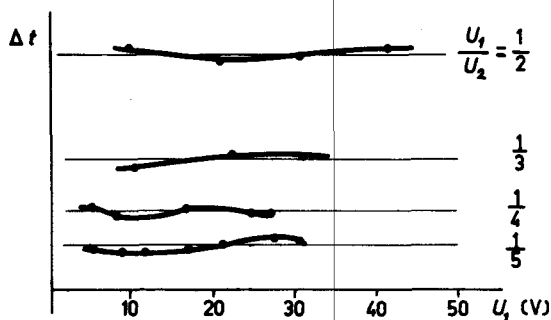


Fig. 8

The departure of t from its theoretical value
 U_1 — amplitude of the first pulse; U_2 — amplitude of the second pulse

REFERENCES

- [1] MARKOW, A. A., "Pribory i Tiekhnika Eksperimenta" (1959), 138.
- [2] MILLMAN, J. and TAUB, H., "Pulse and Digital Circuits", McGraw Hill Book Co., Ltd., New York (1956), 224.

MÉTHODES ORIGINALES DE CORRECTION CONTINUE DES PERTES DE COMPTAGE DUES AUX TEMPS DE PARALYSIE DES DÉTECTEURS ET DE LEUR ÉLECTRONIQUE ASSOCIÉE

J. J. POINT ET A. BLAVE

INSTITUT INTERUNIVERSITAIRE DES SCIENCES NUCLÉAIRES

FACULTÉ POLYTECHNIQUE DE MONS

BELGIQUE

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

New methods for continuously correcting counting losses due to the dead time of the detectors and their associated circuitry. After referring to the shortcomings of present correction techniques the authors propose new electronic methods of exact, automatic and continuous correction for dead-time losses.

In the various designs proposed a first conditional circuit stops the passage of pulses to the counter if any part of the apparatus is cut off for any fraction, say $x\%$, of the time. Additional pulses, equal in number to the pulses lost, are injected into the counter.

In one design these pulses are obtained by sending pulses via a second conditional circuit to a point on the counter circuit. The authors describe this design as applied, for example, to the G.M. detector. The steps necessary to avoid coincidences are described.

In another design, the second conditional circuit is open during a fraction $x/(100-x)$ of the time and the frequency is proportional to that of the pulses entering directly into the scaler; this design is especially suitable in the case of a multiple-channel magnetic analyser. The time is then divided into short intervals and the correction is made at the end of each time interval.

In both designs, the correction mechanism is simple; its addition requires no modification of existing equipment.

Even if the counting rate varies rapidly with time, correction is accurate and quasi-continuous. Moreover, the true time is kept.

Méthodes originales de correction continue des pertes de comptage dues aux temps de paralysie des détecteurs et de leur électronique associée. Après avoir rappelé les défauts des techniques actuelles de correction, les auteurs proposent des méthodes électroniques originales pour corriger automatiquement, exactement et de façon continue les pertes par temps mort.

Dans les différentes réalisations proposées, un premier circuit conditionnel interrompt le passage des impulsions vers le compteur si une partie quelconque de l'appareillage est bloquée, soit pendant une fraction $x\%$ du temps. Des impulsions supplémentaires en nombre égal au nombre d'impulsions perdues sont injectées dans le compteur.

Dans une première réalisation, ces impulsions sont obtenues en envoyant en un point du circuit du compteur des impulsions à travers un second circuit conditionnel. Les auteurs décrivent cette réalisation dans le cas du détecteur G.M., et indiquent les mesures à prendre pour éviter les coïncidences.

Dans une seconde réalisation, le second circuit conditionnel est ouvert pendant une fraction $x/(100-x)$ du temps et la fréquence est proportionnelle à celle des impulsions entrant directement dans l'échelle. Cette réalisation convient spécialement bien dans le cas d'un analyseur magnétique à canaux multiples. Le temps est alors divisé en intervalles courts et la correction est effectuée à la fin de chaque intervalle de temps.

Dans l'une et l'autre des réalisations, les appareils de correction se présentent sous forme d'appareillage simple à adjoindre aux installations existantes sans modification de celles-ci.

Les corrections sont effectuées de façon quasi continue et exactement, même si le taux de comptage varie rapidement dans le temps. Enfin, le temps réel est conservé.

Оригинальные методы непрерывной коррекции потерь счета в результате мертвого времени детекторов и связанной с ними электронной аппаратуры. Напомнив вначале дефекты современных методов коррекции, авторы предлагают оригинальные электронные методы для автоматической, точной и непрерывной коррекции потерь, вызываемых мертвым временем.

В различных предлагаемых моделях первая условная схема прекращает движение импульсов к счетчику, если какая-либо часть аппаратуры блокирована в течение отрезка $x\%$ времени. Дополнительные импульсы, равные по числу потерянным импульсам, вводятся в счетчик.

В первой модели эти импульсы получаются путем направления в одну точку схемы счетчика импульсов через вторую условную схему. В качестве примера авторы описывают эту модель для счетчика Гейгера-Мюллера. Описываются также меры, принимаемые во избежание совпадений.

Во второй модели вторая условная схема открыта в течение отрезка $x/(100 - x)$ времени, а частота пропорциональна частоте импульсов, входящих непосредственно в пересчетную схему. Эта модель подходит специально для многоканального магнитного анализатора. В этом случае время разбивается на короткие промежутки, и коррекция производится в конце каждого промежутка времени.

В обеих моделях корректирующая аппаратура имеет простую форму и присоединяется к существующим приборам без их изменения.

Коррекция производится почти непрерывно и точно, даже если скорость счета быстро меняется во времени. Наконец, сохраняется действительное время.

Métodos originales de corrección continua de las pérdidas de contejo debidas a los tiempos muertos de los detectores y de sus circuitos electrónicos asociados. Después de señalar las deficiencias de las técnicas actuales de corrección, los autores proponen métodos electrónicos originales para corregir, de manera automática, exacta y continua, las pérdidas por tiempo muerto.

En los diferentes modelos propuestos, un primer circuito condicional interrumpe el paso de los impulsos al contador si una parte cualquiera del dispositivo está bloqueada, es decir, durante una fracción $x\%$ del tiempo. En el contador se inyecta un número de impulsos suplementarios igual al de impulsos perdidos.

En un primer modelo, estos impulsos se obtienen inyectando en un punto del circuito contador impulsos a través de un segundo circuito condicional. Los autores describen este modelo en el caso de un detector GM por ejemplo, así como las precauciones que deben adoptarse para evitar coincidencias.

En un segundo modelo, el segundo circuito condicional permanece abierto durante una fracción $x/(100 - x)$ del tiempo y la frecuencia es proporcional a la de los impulsos que entran directamente en la escala. Este modelo resulta especialmente adecuado cuando se trata de un analizador magnético multicanal. En este caso, el tiempo se divide en breves intervalos y la corrección se efectúa a la terminación de cada intervalo de tiempo.

En uno y otro modelo, los aparatos de corrección se presentan en forma de dispositivos sencillos que pueden asociarse a las instalaciones existentes sin modificarlas.

Las correcciones se efectúan de manera exacta y casi continua aunque la velocidad de contejo varíe rápidamente en el tiempo. Asimismo se conserva el tiempo real.

Introduction

Dans le cas où il est nécessaire de corriger le résultat de comptage, suite aux pertes dues au temps mort des détecteurs ou de leur électronique associée, deux méthodes sont appliquées actuellement (1, 2): a) mesure ou détermination par calcul de la durée effective du fonctionnement du détecteur (temps de vie, «live time»); b) comptage à temps de vie prédéterminé (et non pas à temps réel prédéterminé). Ces méthodes sont mal adaptées aux cas où l'activité varie rapidement dans le temps.

Les auteurs proposent d'injecter dans l'échelle (ou les échelles) de comptage des impulsions en nombre égal au nombre des impulsions perdues

Une première réalisation de ce principe est applicable si l'échelle de comptage est disponible en permanence.

Une seconde réalisation de ce principe est applicable si l'échelle de comptage n'est disponible que pendant des courts intervalles de temps.

Ces dispositifs assurent des corrections exactes et continues des pertes par temps mort. Leurs avantages dans le cas où on a des activités variant rapidement dans le temps et dans le cas où on désire traiter automatiquement les informations sont signalés.

Pertes de comptage par temps mort

Lorsqu'un compteur G.M. détecte une particule au temps 0, nous savons qu'il est incapable d'en détecter une seconde avant un temps τ . Ce temps τ est fonction du montage électronique associé, du taux de comptage, de la géométrie du compteur et de la nature du gaz de remplissage [1].

Dans plusieurs applications, le gaz de comptage subit des variations de composition, par exemple dans le cas où l'un des composants du mélange de comptage s'adsorbe aux parois, ou dans le cas de compteurs à circulation placés à la sortie d'une colonne de chromatographie en phase gazeuse.

Lorsqu'un sélecteur d'amplitude multicanaux à mémoires analyse une impulsion entrante, nous savons que, en plus du temps nécessaire au cycle des mémoires, le convertisseur amplitude-temps introduit un temps mort variable dû au temps d'analyse de l'impulsion.

L'existence de ces temps morts entraîne des pertes de comptage.

Méthodes de correction classiques

CAS DU G.M.

La connaissance exacte de τ est relativement difficile, car τ varie selon les conditions expérimentales. On peut surmonter cette difficulté en associant au G.M. un circuit d'étouffement («quench unit») (fig. 1) qui applique, chaque fois qu'une impulsion est enregistrée par le compteur, une impulsion négative à l'anode du compteur pour une

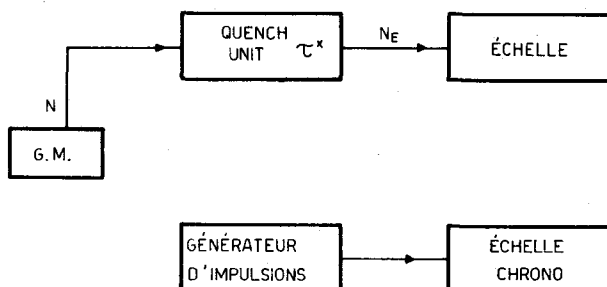


Figure 1

Montage permettant d'utiliser la formule $N = N_E / (1 - N_E \tau x)$.

durée fixée τ^x , choisie supérieure au domaine de variation de τ . On a ainsi, si N est le nombre d'impulsions par unité de temps que le compteur enregistrerait s'il n'y avait pas de pertes et N_E le nombre d'impulsions réellement enregistrés par unité de temps:

$$N = \frac{N_E}{1 - N_E \tau^x}.$$

Cette formule n'est applicable que si N est constant ou varie peu pendant l'intervalle de comptage.

Dans le cas contraire, on est conduit à des calculs compliqués même si on se limite à une première approximation. Par exemple, dans le cas d'un mélange de deux radio-éléments de périodes connues, les calculs en première approximation sont déjà difficiles [2].

Si l'on n'a aucune indication sur la fonction du temps t $N = f(t)$, les calculs sont impossibles, sauf si on effectue un assez grand nombre de mesures successives pour que, pendant chaque mesure, N soit approximativement constant.

CAS DU SÉLECTEUR MULTICANAUX (fig. 2)

Le temps d'analyse varie fortement selon la hauteur de l'impulsion analysée. Le «quench unit» devrait donc être réglé pour une valeur très grande de temps mort. De plus, il doit pouvoir transmettre linéairement l'impulsion. Cette version n'a donc pas été réalisée jusqu'ici.

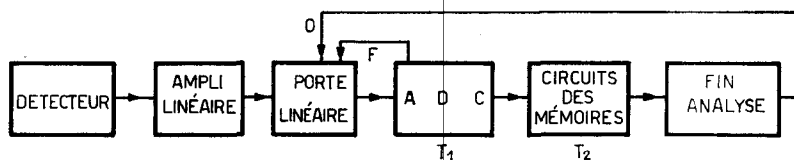


Figure 2

Temps morts dans un sélecteur d'amplitude.

$$\tau = T_1 + T_2 = 0,5 N + 20 \mu s$$

$$20 \mu s < \tau < 150 \mu s$$

G. M. ET ANALYSEUR — MODIFICATION DE L'ÉCHELLE DES TEMPS

Une autre solution (fig. 3) consiste à installer entre le générateur d'impulsions d'horloge et l'échelle du chronoscope électronique une porte qui sera normalement ouverte, sauf pendant la durée des impulsions d'étouffement envoyés au détecteur G. M.

Dans ces conditions, le chronoscope ne mesurera plus le temps réel. Il est facile de démontrer que si le nombre d'impulsions à détecter est statistiquement constant dans le temps, le nombre d'impulsions détectées pendant l'intervalle de temps de comptage est égal au nombre réel d'impulsions présentes dans le temps affiché (si, par exemple, l'appareil était réglé pour déclencher au bout d'une minute de comptage, il déclencherait après un temps réel supérieur à une minute).

Il est utile que la fréquence du générateur d'impulsions d'horloge soit élevée pour avoir une bonne précision.

Ce type d'appareil est réellement appliqué dans la plupart des sélecteurs d'amplitude à mémoires magnétiques (circuit de «live time»).

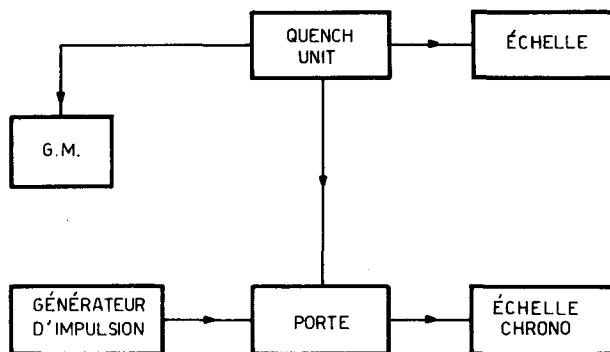


Figure 3
Mesure en temps actif.

Les inconvénients de ce système sont les suivants :

- a) Si N varie dans le temps, les corrections ne sont qu'approchées.
- b) Si on désire enregistrer les variations dans le temps de N , les cycles de comptage successifs ont des durées inégales, et il faut mesurer le temps au début de chaque intervalle de comptage. Il est alors encore plus commode de réaliser des cycles de comptage de durée égale et de mesurer le «live time» pour chaque intervalle de comptage.

Nouvelles méthodes proposées

Le principe général des nouvelles méthodes proposées consiste à injecter en un point choisi de l'échelle de comptage des impulsions supplémentaires, dont la fréquence moyenne est égale à la fréquence moyenne des impulsions qui sont perdues à cause du temps de paralysie du détecteur ou de son électronique associée.

L'échelle auxiliaire des temps reste inchangée, et le chronoscope donne toujours le temps réel.

Nous serons amenés à envisager deux réalisations de ce principe.

Un premier dispositif s'applique si une (ou des) échelle(s) de comptage est (ou sont) connectée(s) en permanence à la sortie du (ou des) dispositif(s) formateur(s) d'impulsions. Le temps mort peut être quelconque, pour autant que l'on connaisse la limite supérieure de sa variation.

Ce dispositif s'adapte particulièrement bien au compteur G. M. associé à une échelle simple. Il est aussi applicable aux sélecteurs d'amplitude multicanaux formés de n échelles séparées et $n + 1$ discriminateurs d'amplitude associés à $n + 1$ unités d'anticoïncidence.

Un second dispositif s'applique si chaque échelle de comptage n'est connectée que temporairement à la sortie du dispositif formateur d'impulsions, c'est-à-dire pendant le temps qui est nécessaire à la faire avancer d'une unité. Le temps de paralysie du détecteur ou de l'électronique associée peut varier de façon quelconque, à la seule condition que ce temps de paralysie soit mesuré pour chaque impulsion analysée.

Ce dispositif s'adapte aux sélecteurs d'amplitude multicanaux à mémoires magnétiques ou autres. En effet, dans ce cas, le contenu de chaque canal est stocké en mémoire et

n'est transféré à l'échelle auxiliaire que pendant le temps nécessaire à l'envoi de l'impulsion «add-1».

Premier dispositif proposé

1. PRINCIPE (fig. 4)

L'échelle de comptage est raccordé en permanence à la sortie du dispositif formateur d'impulsions.

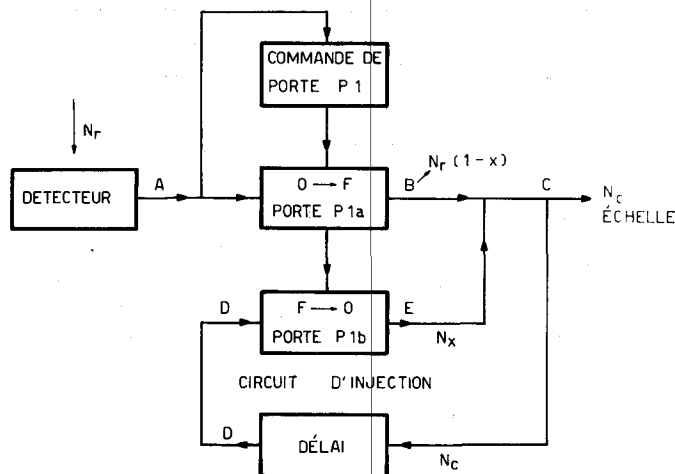


Figure 4

Principe de correction pour une échelle.

$$N_c = N_r(1 - X) + N_c X$$

$$\text{d'où } N_r = N_c$$

On place entre le détecteur et son électronique associée d'une part et l'échelle de comptage d'autre part, une porte électronique P_{1a} toujours fermée si une partie quelconque des dispositifs placés à l'amont est paralysée. Si $X/1$ est la fraction du temps pendant laquelle la porte est fermée, et si N_r est le nombre d'impulsions statistiques par unité de temps qui seraient détectées si le détecteur et son électronique associée présentaient un temps de paralysie rigoureusement nul, le nombre d'impulsions par unité de temps qui arrivent directement à l'échelle est égal à $N_r(1 - X)$.

On injecte en plus dans l'échelle ΔN impulsions par unité de temps. Celles-ci sont obtenues en envoyant, dans une ligne sur laquelle il y a une porte P_{1b} ouverte quand P_{1a} est fermée et *vice versa*, des impulsions de fréquence moyenne égale à celle des impulsions enregistrées par l'échelle, soit N_c . On a ainsi:

$$\Delta N = X N_c.$$

L'échelle reçoit donc deux trains d'impulsions et

$$N_c = N_r(1 - X) + X N_c$$

et par conséquent

$$N_c = N_r.$$

Les corrections sont effectuées de façon exacte même si X varie, si N_r varie et le temps réel est conservé.

2. RÉALISATIONS DES FIGURES 4 ET 5

Dans cette réalisation, les impulsions de fréquence moyenne N_c sont prélevées en C directement avant l'entrée de l'échelle et envoyées à la porte P_{1b} par l'intermédiaire d'une ligne de retard D.

Le rôle de cette ligne de retard est de décaler l'un par rapport à l'autre le train d'impulsions de commande de la porte P_{1b} et le train d'impulsions prélevées en C de façon à les rendre statistiquement indépendants.

Néanmoins, dans cette disposition, certaines impulsions de correction sont perdues par coïncidence. Le nombre de coïncidence est réduit dans la disposition de la figure 5, où les impulsions sont prélevées et réinjectées (pour autant que la porte P_{1b} soit ouverte) après un premier étage de démultiplication de l'échelle.

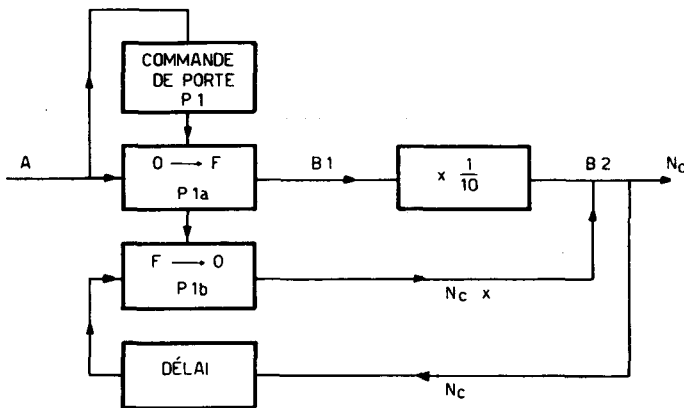


Figure 5

Correction après un étage de démultiplication.

Cet étage permet d'autre part la réalisation de la ligne à retard de façon moins onéreuse.

En effet, pour un G. M., τ est de l'ordre de $100 \mu s$ et un retard de l'ordre de quelques centaines de microsecondes est nécessaire.

Grâce à l'étage de démultiplication, les impulsions à retarder ont une fréquence plus faible.

Le coût d'une ligne à retard classique pour un tel délai est relativement élevé. Il est plus simple de le réaliser par une série de n éléments électroniques concentrés, tels que les monovibrateurs. Si leur temps de basculement est T_1 , on peut ainsi obtenir un délai de nT_1 .

S'il n'y avait pas de démultiplication, le premier monovibrateur de la série pourrait ne pas être revenu à son état stable avant qu'une seconde impulsion à retarder se présente.

3. RÉALISATION DE LA PORTE P_{1a}

Si le dispositif de commande de porte P_1 est constitué par une unité d'étouffement («quench-unit»), on sait que le compteur G. M. reçoit une impulsion négative qui le bloque. Le fonctionnement décrit est correct.

Toutefois, si cette commande de porte est constituée par une unité de temps mort sans impulsion de «quenching», il se peut que le compteur G. M. détecte une impulsion telle que Z (fig. 6).

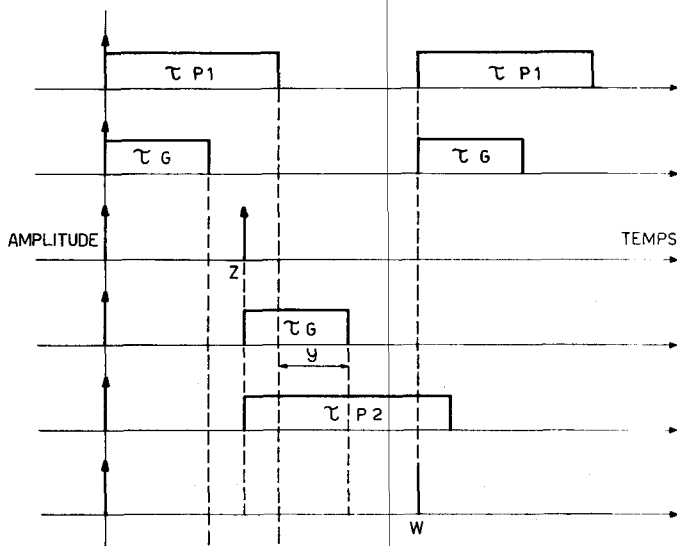


Figure 6
Action d'une impulsion arrivant à l'instant Z .

La porte P_1 étant à cet instant fermée, aucune impulsion ne sera comptée, mais le détecteur va présenter à partir de l'instant Z un temps mort τ_G ; il y a donc accroissement imprévu du temps mort total, valant Y . Ce temps mort supplémentaire n'est pas prévu, et la correction est imparfaite. On peut y remédier en installant des circuits supplémentaires repris en double encadrement sur la figure 7. Pendant le basculement de P_1 , une porte supplémentaire P_{1c} permet aux impulsions telles que Z de passer et de commander P_2 .

Celle-ci ferme une porte auxiliaire P_{2a} placée en série sur le trajet AB. De cette façon, la fraction X du temps citée dans les définitions correspond à l'intervalle de fermeture de P_1 augmenté de la correction éventuelle introduite par P_{2a} .

Bien entendu, cette fraction X est aussi introduite dans la chaîne de réinjection en P_{2b} placée en parallèle avec P_{1b} dans le circuit de réinjection.

Si, pendant le temps de basculement de P_2 , une troisième impulsion se présentait, elle serait acceptée par P_1 , pour autant que celui-ci soit revenu au repos. Ceci entraîne la condition $\tau \leq 2 \tau_G$. Notons que le circuit allongeur n'est pas nécessaire si le tube de G. M. est associé à un circuit d'étouffement.

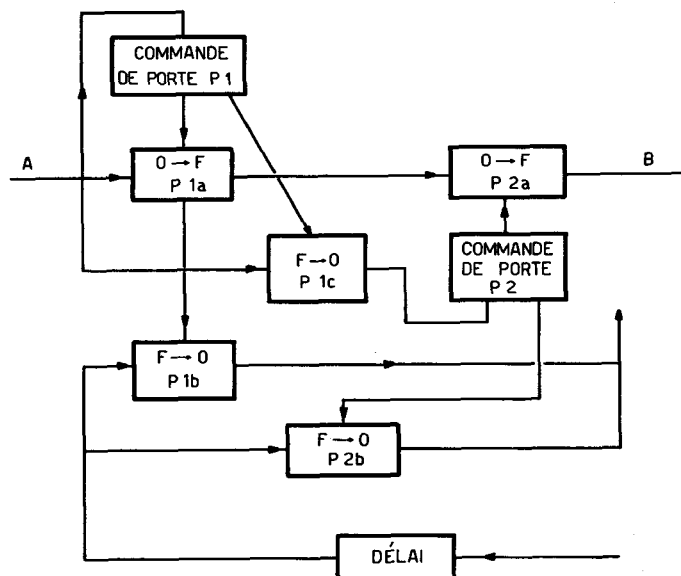


Figure 7

Schéma de principe avec les portes-série P_{1a} et P_{2a} .

4. PERFORMANCES

La figure 8 montre des courbes de décroissance de l'activité de ^{13}N (période 10,1 min) mesurée à l'aide d'un compteur G. M. avec et sans dispositif de correction.

Ces courbes de décroissance sont tracées dans le diagramme de FREILING et BUNNEY [3].

Le dispositif s'applique également dans le cas des sélecteurs d'amplitudes à n échelles. Chaque échelle est alors équipée de son propre dispositif de correction.

Second dispositif proposé

Le premier dispositif ne peut s'appliquer aux sélecteurs d'amplitude à mémoires. En effet, ceux-ci ne comportent qu'une seule échelle recevant au moment opportun le contenu de la mémoire que le circuit d'analyse a sélectionnée. Il n'est donc plus possible de réinjecter des impulsions de correction après un certain délai, car la réinjection se ferait dans un canal non correct.

1. PRINCIPE

Le passage des impulsions vers le compteur est, pour chaque impulsion fournie par l'appareil de mesure, interrompu pendant un certain temps à l'aide d'un circuit conditionnel.

Les impulsions réinjectées ont une fréquence moyenne proportionnelle à la fréquence moyenne des impulsions passant en un point du circuit du compteur qui ne reçoit pas les impulsions injectées. Cette fréquence moyenne est égale à $N_r(1 - X)$.

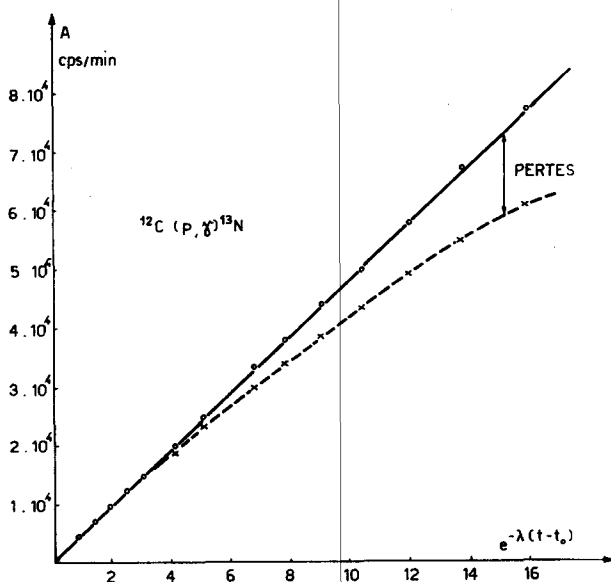


Figure 8

Diagramme de Freiling Bunney.

O avec correction
 x sans correction
 $\frac{1}{2} T = 10,02 \text{ s}$

L'injection des impulsions supplémentaires s'opère pendant une fraction de temps égale à $X/(1 - X)$. Dans ces conditions:

$$N_c = N_r(1 - X) + N_r(1 - X) \frac{X}{1 - X} = N_r.$$

La fréquence moyenne des impulsions à injecter étant égale à celle des impulsions venant directement de l'appareil de mesure, on peut également utiliser une échelle de comptage d'impulsions dont le premier élément est un élément de démultiplication par 2 (fig. 9). On peut alors, au lieu d'injecter des impulsions de correction, placer devant l'échelle un aiguillage qui dirige les impulsions venant de l'appareil de mesure, soit avant, soit après cet élément de démultiplication suivant que l'injection ne doit pas ou doit être réalisée.

Dans le dispositif proposé pour la réalisation de ces modifications, on considère des intervalles de temps successifs égaux, dont la durée est prise comme unité de temps. Soit O le début d'un tel intervalle de temps.

Pendant la première partie de cet intervalle, soit $\{0, [1 - X/(1 - X)]\}$, l'injection d'impulsions de correction ou la duplication des impulsions venant de l'appareil de mesure n'est pas réalisée.

Pendant la seconde partie de cet intervalle, soit $\{[1 - X/(1 - X)], 1\}$, on procède, par exemple, à la duplication. La valeur $X/(1 - X)$ est mesurée pendant la première partie de l'intervalle de temps.

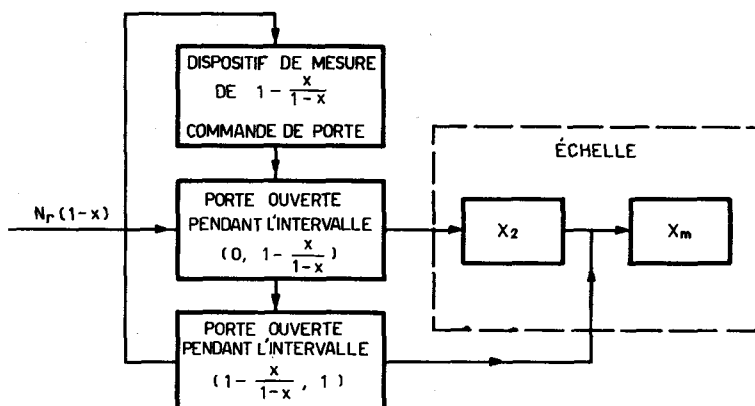


Figure 9
Correction après division par 2.

Nous allons décrire de façon analytique la réalisation de la figure 10.

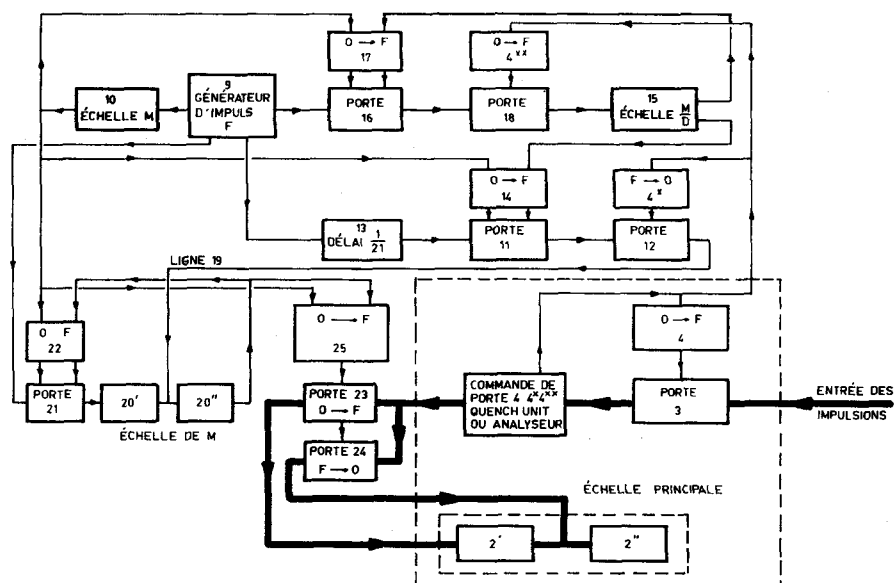


Figure 10
Bloc diagramme du schéma complet de correction.

2. OBTENTION D'UN SIGNAL AU DÉBUT DE CHAQUE INTERVALLE DE TEMPS

Un générateur d'impulsions (9) de fréquence f envoie des impulsions dans une échelle de M (10). Les signaux marquant le début de chaque intervalle de temps sont ceux

obtenus à la sortie de cette échelle de M . Donc on a $M = f$, puisqu'on prend la durée d'un intervalle de temps comme unité de temps.

3. OBTENTION DANS LA PREMIÈRE PARTIE DE CHAQUE INTERVALLE DE TEMPS D'UN NOMBRE D'IMPULSIONS ÉGAL À $f/n [X(1 - X)]$

Les impulsions fournies par le générateur (9) sont envoyées sur une ligne comportant deux portes (11) et (12) et une ligne à retard (13) destinée à éviter les coïncidences à l'entrée de (20'').

La porte (11) est commandée par la commande de porte (14), à laquelle sont envoyées des impulsions d'ouverture par l'échelle (10) et des impulsions de fermeture par l'échelle (15) décrite ci-après. La porte (12) est commandée par la commande de porte (4x), qui commande par ailleurs le circuit conditionnel (3). En fait, (4), (4x) et (4xx) sont une seule et même commande de porte actionnant trois circuits différents. La porte (12) est ouverte quand la porte (3) est fermée et inversement.

L'échelle (15) est une échelle de M/n . Elle reçoit les impulsions fournies par le générateur d'impulsions (9) par l'intermédiaire de la porte (16), commandée par la commande de porte (17) à laquelle l'échelle (10) envoie des impulsions d'ouverture et l'échelle (15) des impulsions de fermeture.

En série avec la porte (16), nous trouvons la porte (18) commandée par la commande (4xx). Elle est ouverte quand la porte (3) est ouverte, et fermée quand la porte (3) est fermée.

L'échelle (15) fonctionne en nombre de coups prédéterminés M/n . Elle reçoit des impulsions de fréquence moyenne $f(1 - X)$. Elle va donc compter pendant un temps qui vaut $M/n f(1 - X)$.

La porte 11 reçoit à son entrée des impulsions de fréquence f . Elle est ouverte pendant un temps $M/n f(1 - X)$. Comme (12) est ouverte pendant une fraction X du temps, nous aurons à la sortie de la ligne (19) un nombre d'impulsions égal à $MX/n(1 - X)$.

4. OBTENTION D'UN SIGNAL DU TEMPS: $1 - X/(1 - X)$

L'échelle (20) est une échelle de M qui a été subdivisée pour plus de clarté en deux éléments (20') et (20''). Cette échelle reçoit par l'intermédiaire de la porte (21) des impulsions du générateur d'impulsions (9). La porte (21) est commandée par la commande de porte (22), qui reçoit des impulsions d'ouverture de l'échelle (10) et de fermeture de l'échelle (20''). De plus, les impulsions obtenues comme décrit en 2 ci-dessus sont injectées dans l'échelle (20) après un élément de démultiplication par (20').

L'échelle (20) fonctionne également en nombre de coups prédéterminés.

Par la ligne (19), nous savons qu'il vient un nombre d'impulsions égal à $MX/n(1 - X)$. Comme ces impulsions rentrent dans (20) après une démultiplication par n , il reste à compter, pour remplir l'échelle (20), un nombre d'impulsions égal à $M - n [MX/n(1 - X)]$.

Or nous savons qu'il rentre par (21) des impulsions à la fréquence f . Le temps nécessaire sera donc:

$$\frac{M}{f} - \frac{n}{f} \left(\frac{MX}{n(1 - X)} \right) = \frac{M}{f} \left(1 - \frac{X}{1 - X} \right)$$

ou encore, puisque $M = f$:

$$1 - \frac{X}{1 - X}.$$

L'échelle (20) s'arrêtera donc après un temps égal à $1 - X(1 - X)$.

5. DISPOSITIF DE COMPTAGE PRINCIPAL

Les impulsions venant de l'appareil de mesure sont comptées par l'échelle (2), subdivisée en deux éléments (2') et (2''). Les impulsions venant de l'appareil de mesure passent par la porte (3) et se présentent aux portes (23) et (24). (En réalité, dans le cas des sélecteurs d'amplitude, l'impulsion sortant de (3) est envoyée au circuit d'analyse, et c'est l'impulsion appelée «add-1 pulse» qui est envoyée à l'entrée de (23) et (24).)

Les portes (23) et (24) sont commandées par le dispositif de commande de porte (25), qui reçoit les impulsions de commande des échelles (10) et (20). Les impulsions de sortie de l'échelle (10) provoquent la fermeture de la porte (24) et l'ouverture de la porte (23); celles qui viennent de l'échelle (20) provoquent l'ouverture de la porte (24) et la fermeture de la porte (23).

Dans l'intervalle de temps $\{0, [1 - X/(1 - X)]\}$ les impulsions sont donc envoyées à l'entrée de l'élément démultiplicateur (2') et dans l'intervalle de temps $\{[1 - X/(1 - X)], 1\}$, les impulsions sont envoyées dans l'échelle (2) après le dispositif démultiplicateur (2').

La fréquence moyenne des impulsions enregistrées par l'échelle (2) est donc égale à la somme des deux termes:

$$\begin{aligned} N_r(1 - X) \left(1 - \frac{X}{1 - X}\right) & \text{ premier intervalle} \\ N_r(1 - X) \cdot 2 \cdot \left(\frac{X}{1 - X}\right) & \text{ second intervalle} \\ N_r(1 - X) \left(1 - \frac{X}{1 - X}\right) + N_r(1 - X) \cdot 2 \cdot \frac{X}{1 - X} & = N_r. \end{aligned}$$

6. LIMITATION DE CETTE RÉALISATION

Pour que la détermination de l'intervalle $0, 1 - X/(1 - X)$ soit correcte, il est nécessaire que l'échelle (15) soit remplie avant l'échelle (20).

L'échelle (15) a reçu des impulsions pendant un temps $M/nf(1 - X)$. L'échelle (20) a reçu des impulsions pendant un temps $(M/f)[1 - X/(1 - X)]$.

D'où la condition nécessaire:

$$\frac{M}{nf(1 - X)} < \frac{M}{f} \left(1 - \frac{X}{1 - X}\right)$$

On tire $X < \frac{n-1}{2n}$

La valeur maximum est $X = 0,5$.

Il n'est donc pas possible de bien corriger lorsque les pertes dépassent 50%. Il est à remarquer que cette valeur était prévisible, car le maximum de correction ne peut que doubler le nombre d'impulsions, (2') étant une démultiplication par 2.

Une correction valable jusqu'à 50% de pertes est largement suffisante pour les besoins expérimentaux courants.

Il est toutefois possible de modifier (2') et (2'') pour augmenter la limite supérieure de X , en réalisant pour (2') une démultiplication supérieure à 2.

Appelons α la démultiplication introduite par (2').

Nous savons que les pertes de comptage sont de $N_r X$ impulsions par unité de temps. Or chaque fois qu'une impulsion entre dans (2'') au lieu de (2'), on a ajouté $\alpha - 1$ impulsions. Les impulsions se présentent à une fréquence $N_r (1 - X)$.

Le nombre à ajouter par unité de temps est $N_r X / (\alpha - 1)$ à l'entrée de (2'').

Le temps nécessaire est donc :

$$\frac{N_r X}{\alpha - 1} \times \frac{1}{N_r (1 - X)} = \frac{X}{(1 - X)} \times \frac{1}{(\alpha - 1)}.$$

C'est donc la fraction du temps pendant laquelle les impulsions doivent être dirigées vers (2'') au lieu de (2').

Il faut donc obtenir un signal au bout d'un temps $1 - X / (1 - X) (\alpha - 1)$ au lieu de $1 - X / (1 - X)$.

On peut pour cela modifier l'échelle (15) ou l'ensemble des échelles (15) et (20).

Etudions par exemple la modification portant uniquement sur l'échelle (15).

Il faut obtenir à la sortie de (15) $(M/n) [X / (1 - X)] [1 / (\alpha - 1)]$ impulsions dans la première partie de chaque intervalle de temps. Il suffit pour cela que l'échelle (15) soit une échelle de $M/n (\alpha - 1)$ au lieu d'être une échelle de M/n .

Dans ces conditions, pour que la durée de comptage de l'échelle (15) — qui est $(\alpha - 1)$ fois plus petite que précédemment — soit inférieure à la durée de comptage de l'échelle (20) — qui est devenue $1 - X / [(1 - X) (\alpha - 1)]$ —, il faut :

$$\frac{M}{nf(\alpha - 1)(1 - X)} < \frac{M}{f} \left(1 - \frac{X}{(1 - X)} \times \frac{1}{(\alpha - 1)} \right)$$

$$\text{d'où} \quad \frac{1}{n} < \alpha(1 - X) - 1.$$

En supposant 90% des pertes de comptage, il vient :

$$0,1 \alpha - \frac{1}{n} > 1.$$

Cette relation est aisément satisfaite en pratique en faisant, par exemple, $n \geq 2$ et $\alpha = 16$.

7. SCHÉMAS D'ADAPTATION DU DEUXIÈME DISPOSITIF DE CORRECTION A UN ANALYSEUR D'AMPLITUDE A MÉMOIRES ET A UNE INSTALLATION G. M.

Le second dispositif décrit convient particulièrement bien pour la correction des pertes du sélecteur d'amplitude à mémoire.

La figure 1 montre quels sont les organes du sélecteur qui doivent être interconnectés à l'unité de correction. On constate que la seule modification consiste à intercaler les deux portes (23) et (24) sur le trajet des impulsions «add-1». Cette méthode de correction n'entraîne donc aucun changement notable dans le câblage, ni dans les performances du sélecteur lui-même.

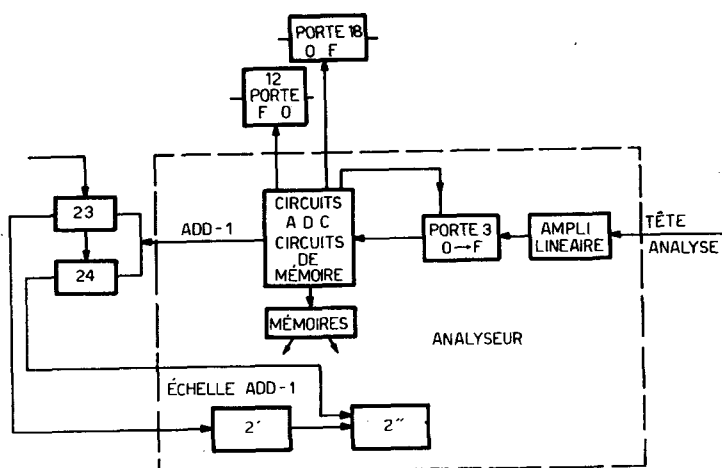


Figure 11

Corrections à réaliser avec un sélecteur à mémoire.

Signalons que ce second dispositif peut être également appliqué aux cas du G. M.

La figure 12 illustre cette possibilité dans le cas d'utilisation d'une unité de «quench-unit». Il est à noter que, dans ce cas, le prix de revient du premier dispositif expérimental est plus faible, à qualité égale de correction.

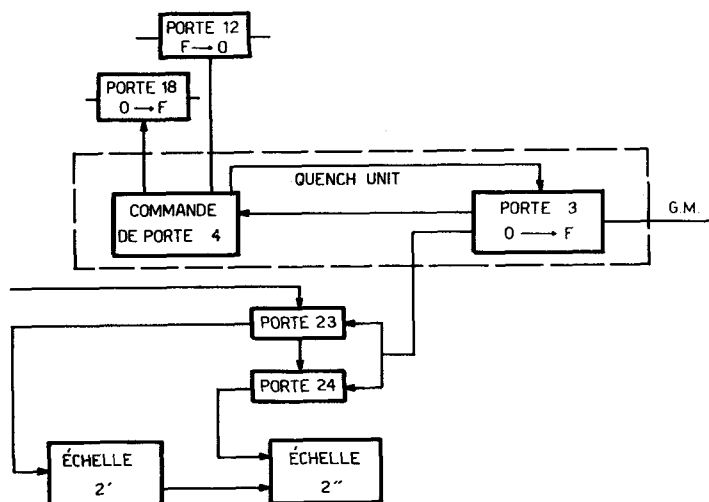


Figure 12

Second dispositif de correction appliqué au compteur G.M.

Conclusions

1. Les nouveaux appareillages proposés sont donc des appareils simples qui, *adjoints* à des installations existantes sans modification de celles-ci, compensent les pertes par temps mort. Ils suppriment la nécessité de mesurer ou de calculer le «temps de vie» des installations de comptage.

2. Les corrections sont effectuées d'une façon continue ou quasi-continue. Elles ne sont donc pas entachées des erreurs qui sont liées à l'emploi de techniques de correction discontinues (dans le cas du comptage d'échantillons dont l'activité varie rapidement dans le temps).

Cette remarque est importante, compte tenu de l'intérêt croissant porté à l'utilisation des radioéléments de périodes courtes en analyse par activation, par exemple [4].

Il est en particulier possible d'extraire de façon complètement automatique les composantes à périodes courtes dans le relevé des spectres γ à l'aide des analyseurs à canaux multiples.

3. Grâce aux dispositifs proposés, chaque comptage est caractérisé par une seule valeur, savoir le nombre d'impulsions enregistrées en un temps donné.

Dans les autres systèmes de correction, le résultat d'un comptage est caractérisé par deux informations, par exemple: *a)* le nombre d'impulsions enregistrées en un temps réel donné et le temps de vie moyen, et *b)* le nombre d'impulsions enregistrées en un temps de vie donné et la durée effective du comptage.

Cette remarque est importante. Jointe au fait que la durée de chaque comptage peut être longue sans qu'il en résulte une diminution de la précision des corrections des pertes par temps morts, elle permet de conclure que le nombre d'informations à traiter dans l'étude d'un mélange de radioéléments est beaucoup plus faible si on utilise les nouveaux appareillages proposés qu'avec les méthodes habituelles de correction des pertes par temps mort.

Dans le cas où on désire effectuer les comptage automatiquement et traiter les informations à l'aide d'une calculatrice analogique ou électronique [5], le programme de la calculatrice s'en trouve fortement allégé.

REMERCIEMENTS

Cette étude a été réalisée au Centre de l'Institut interuniversitaire des sciences nucléaires de la Faculté polytechnique de Mons. Nous remercions vivement ces institutions.

Nous exprimons notre vive reconnaissance à M. le Recteur Houzeau de Lehaie et à MM. les Professeurs Franeau et Winkler pour l'intérêt constant qu'ils ont bien voulu marquer à notre travail.

RÉFÉRENCES

- [1] VAN DUUREN, K., JASPERS, A. J. M. et HERMSEN, J., *Nucleonics* 17 (1959).
- [2] APERS, D., CAPRON, P., GILLY, L. et VANDERSTRICHT, A., *Ann. Soc. sci. Brux.* 1 (1957) 214.
- [3] FREILING, E. C. et BUNNEY, L. R., *Nucleonics* (1956) 112.
- [4] MEINKE, W. W., *Use of Radioisotopes in the Physical Sciences and Industry*, II, AIEA, Vienne (1961) 277.
- [5] KUYKENDALL, W. E. et WAINERDI, R. E., *Use of Radioisotopes in the Physical Sciences and Industry*, II, AIEA, Vienne (1961) 233.

THE DETERMINATION OF RANDOM EVENT-RATE BASED ON COUNTER LIVE-TIME MEASUREMENT

V. RADEKA

INSTITUT RUDJER BOŠKOVIĆ, ZAGREB

YUGOSLAVIA

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

The determination of random event-rate based on counter live-time measurement. The method of determining the true rate of events generated by a random process based on a counting device and live-time measurement is analysed. The determined rate is basically independent of the counter-resolving time. It is shown that the error caused by the resolving time of an event-to-pulse converter at the input of the system is substantially lower than the actual reduction of the rate by the converter itself. Live-time measurement error is discussed with respect to the application limit of the method. The analysis given may be applied to pulse-height analysers and counters using live-time measurement. The method can simply be realized in pulse-height analysers and counters with electronic timers.

Détermination de la fréquence réelle d'événements aléatoires par comptage et mesure du temps mort du compteur. L'auteur présente une méthode de détermination de la fréquence réelle d'événements engendrés dans un processus aléatoire, par comptage et mesure du temps mort du compteur. La fréquence mesurée ne dépend pas du temps de résolution du compteur. L'auteur montre que l'erreur due au temps de résolution du convertisseur événement-impulsion placé à l'entrée du dispositif est nettement inférieure à la diminution de fréquence qu'entraîne la conversion. Il discute l'erreur de la mesure du temps mort en ce qui concerne la limite d'application de la méthode. Cette analyse peut également s'appliquer aux ensembles sélecteur d'amplitudes et compteur d'impulsions. La méthode peut être réalisée d'une manière simple dans des ensembles sélecteur d'amplitudes et compteur d'impulsions comportant un chronoscope électronique.

Определение скорости счета беспорядочно следующих импульсов, основанное на измерении рабочего времени счетчика. Анализируется метод определения истинной скорости счета импульсов, создаваемых случайным процессом, основанный на счетном устройстве и измерении рабочего времени. Найденная скорость счета в основном не зависит от разрешающей способности счетчика по времени. Показано, что ошибка, вызванная разрешающей способностью по времени устройства, преобразующего событие в электрический импульс на входе системы, значительно ниже, чем действительное уменьшение скорости счета самим преобразователем. Обсуждается ошибка измерения рабочего времени в соотношении с пределами применения этого метода. Данный анализ может применяться к амплитудным анализаторам импульсов и счетчикам, измеряющим рабочее время. Метод может быть легко применен в амплитудных анализаторах импульсов и счетчиках с электронным реле времени.

Sobre la determinación del ritmo de sucesos aleatorios basada en la medida del tiempo eficaz de un contador. El autor analiza un método para determinar el ritmo verdadero de los impulsos generados por un proceso aleatorio que se basa en el empleo de un dispositivo de conteo y en la medición del tiempo eficaz. El ritmo determinado es básicamente independiente del tiempo de resolución del contador. Demuestra que el error ocasionado en la alimentación del sistema por el tiempo de resolución de un convertidor de sucesos en impulsos es notablemente inferior a la disminución de ritmo ocasionada por el propio convertidor. Discute el error de las mediciones del tiempo eficaz desde el punto de vista de los límites de aplicación del método seguido. El análisis formulado es válido para los analizadores de amplitud de impulsos y los contadores

basados en la medición del tiempo eficaz. La aplicación del método a los analizadores de amplitud de impulsos y a los contadores con predeterminación electrónica automática no ofrece mayores dificultades.

I. Introduction

The method of determining the true rate of events generated by a random process based on a counting device, and live-time measurement eliminates, by its principle, the errors due to the resolving-time of the counting device. This is of interest in spectrum analysis whenever background subtraction and the absolute value of the spectrum are required. It may also be used for determining high rates of random events with a slow counter when time needed for measurement is not important. The method has recently been used, [1] [2], etc., but an analysis of the accuracy and limit-of-application aspects seems not to have been published so far.

As the live-time of the input stage, i.e. the event-to-pulse converter, cannot, except in special cases, be measured, an error is to be expected due to its finite resolving time. The analysis shows that this error is substantially lower than the actual reduction of the rate by the input stage. Live-time measurement consisting of measuring many live-time intervals gives rise to an error proportional to the rate, which limits the highest rate which can be determined.

II. Determination of the rate

The method is based on the fact that the true rate of random events can be determined by observing the time-intervals between successive events. The basis of the method may be interpreted as follows. Let observation begin at some arbitrary zero of the time needed for an event to occur. According to Poisson's distribution law for random events occurring at an average rate μ , the probability of no event occurring in an interval t is $e^{-\mu t}$. The probability that an event will occur in the interval dt is μdt , so that the probability that the first event after a time t will occur between t and $t + dt$ is $\mu e^{-\mu t} dt$. The average time of waiting for an event to occur found by a large number of observations, no matter how many events occurred between two subsequent observations, will be

$$\bar{t} = \mu \int_0^{\infty} t e^{-\mu t} dt = \frac{1}{\mu}. \quad (1)$$

The result of the observations is the average interval between successive events, i.e. the inverse of the true rate, although no interval was measured between two particular events, since the probability of starting an observation at the time when an event occurs is zero.

A logical arrangement by which the observations described can be carried out is shown in Fig. 1. There is an event-to-pulse converter (e.g., a radiation detector) at the input, followed by an event-processing system. In the first consideration let the resolving time σ of the event-to-pulse converter be zero. Each observation is started by the event which had occurred before a time τ . (Observations may be started by previous events because of their mutual independence.) Once an observation is started, the system is active or "live" till the next event occurs, which makes the system inactive or "dead"

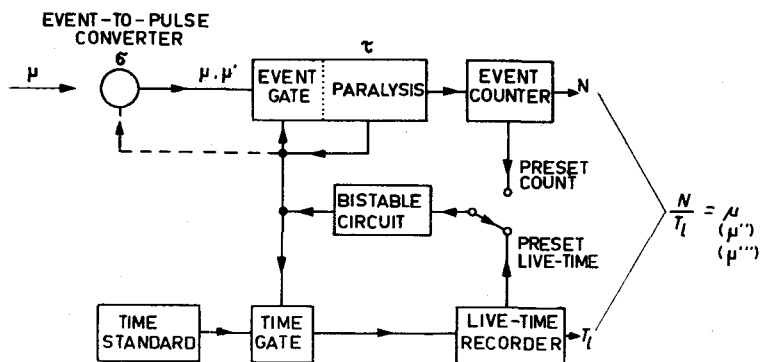


Fig. 1

Determination of the rate by counter live-time measurement

for a time τ defined by the paralysis element. Both event and time-gate are operated simultaneously so that the time during which the system is active is summed up in the "live-time recorder", giving the result

$$T_1 = \sum_{i=1}^N t_i(i) = N\bar{t} = \frac{N}{\mu} \quad (2)$$

where N is the number of events, i.e. time intervals, stored during the measurement in the "event counter". Dead interval τ used for operations upon events (counting, analysis, storage) may be, according to above considerations, of any value, constant or variable. Time spent for complete measurement is the sum of live and dead-time intervals

$$T_m = \sum_{i=1}^N t_i(i) + \sum_{i=1}^N \tau(i) = \frac{N}{\mu} + N\bar{\tau} = T_1(1 + \mu\bar{\tau}) \quad (3)$$

where $\bar{\tau}$ is either the average dead-interval or a constant. The information about the true rate can be obtained by a slower event-processing system at the expense of an increased measurement time.

For the live-time measurement continuous and digital methods are possible. In the former, the time-standard is replaced by a constant current source, and the live-time recorder by a current integrator [1] [2]. The digital method is based on the coincidence of live-time intervals with periodic time-standard pulses. If time-standard pulses are much shorter than the live-time intervals the probable number of coincidences, i.e. recorded pulses, is $F = T_1 \eta$ (η = rate of time-standard pulses), from which the event rate can readily be obtained

$$\mu = \frac{N}{F} \eta \quad (4)$$

η may be lower than μ , if both numbers N and F are high enough for the statistical

fluctuations to be low. Preset live-time or preset event-number operation is performed by a bistable circuit operating both of the gates. If the live-time pre-set value is one unit of time, the reading at the event-counter gives directly the event rate μ .

III. Error due to resolving time of the event-to-pulse converter

In this section the method presented is discussed with respect to the finite resolving time of the event-to-pulse converter, or more generally, of any part of the input stage, whose dead-time cannot be defined by the paralysis circuit (an exception to this is the externally quenched Geiger-Müller tube, where the paralysis circuit can be used for quenching, allowing the live-time measurement—the dotted line in Fig. 1). As the pulses leaving the converter no longer possess the same rate and distribution as the events at the input, an error can be expected in determining the event rate. It may also be expected that the results will differ for the two types of converters according to their dead-time mechanism. The well-known definitions and results from the counting theory [3] [4] can, for the present problem, be given as follows. In the converter-type 1 only events which produce a pulse are followed by a dead-time interval (in which no event can produce a pulse), while in the converter-type 2 all events—whether producing a pulse or not—are followed by a dead-time interval. Their respective efficiencies defined as output-to-input or pulse-to-event rate ratio are:

$$\text{for type 1} \quad \frac{\mu'}{\mu} = \frac{1}{1 + \mu\sigma_0} \quad (5)$$

$$\text{for type 2} \quad \frac{\mu'}{\mu} = e^{-\mu\sigma_0} \quad (6)$$

from which the relative error can be deduced.

In the converter-type 2 the dead-time intervals are actually of variable length σ , because an event which falls within a dead-time interval σ_0 is followed again by dead-time interval σ_0 without producing a pulse. More generally, the case with variable σ will first be considered.

The observations of the counter live-time intervals can be divided into two groups according to the condition of the converter when an observation begins. To the observations beginning when the converter is alive the same consideration applies as in the case $\sigma = 0$, and the average live-time interval measured will be $\bar{t}_1 = \bar{t} = \frac{1}{\mu}$, according to equation (1). The average live-time interval measured by observations starting while the converter is dead can be determined as follows. Let observation begin at the time x , $0 < x < \sigma$, after an event producing a pulse. The probability that no pulse will occur in the observed interval t is the same as that of no event occurring in the interval $(t + x - \sigma)$, because by definition no pulse can be produced in the interval σ . The probability of a pulse occurring between t , and $t + dt$ is then $\mu e^{-\mu(t+x-\sigma)} dt$, and the average time interval for given x and σ is

$$\int_{\sigma-x}^{\infty} \mu t e^{-\mu(t+x-\sigma)} dt.$$

The probability of commencing observation between x , $x + dx$ is independent of x and equal to $\frac{dx}{\sigma}$, and if the probability of σ being between σ , $\sigma + d\sigma$ is $P(\sigma)d\sigma$, the average live-time interval for all the observations starting within σ can be expressed as:

$$\bar{t}_2 = \mu \int_0^\infty \int_0^\sigma \int_{\sigma-x}^\infty \frac{P(\sigma)}{\sigma} t e^{-\mu(t+x-\sigma)} dt dx d\sigma. \quad (7)$$

By using the relations $\int_0^\infty P(\sigma)d\sigma = 1$ and $\int_0^\infty \sigma P(\sigma)d\sigma = \bar{\sigma}$

the integration gives

$$\bar{t}_2 = \frac{1}{\mu} + \frac{\bar{\sigma}}{2}, \quad (8)$$

where $\bar{\sigma}$ is the average converter dead-time. The probability of observing \bar{t}_1 is equal to the total live-time of the converter, and that of \bar{t}_2 to the total dead-time, so that the average counter live-time interval is given by:

$$\bar{t}'' = (1 - \bar{\sigma}\mu') \bar{t}_1 + \bar{\sigma}\mu' \bar{t}_2 = \frac{1}{\mu} + \frac{1}{2} \mu' \bar{\sigma}^2. \quad (9)$$

(μ' = rate of pulses produced by the converter).

Applying this result to the type-1 converter with $\bar{\sigma} = \sigma_0$, and using (5), the efficiency and the relative error of the method are given by the following relations:

$$\text{Type 1: } \frac{\mu''}{\mu} = \left[1 + \frac{1}{2} \frac{(\mu\sigma_0)^2}{1 + \mu\sigma_0} \right]^{-1} \quad (10)$$

$$\frac{\mu'' - \mu}{\mu} = - \frac{(\mu\sigma_0)^2}{2 + 2\mu\sigma_0 + (\mu\sigma_0)^2} \quad (11)$$

(μ'' = rate determined by the counter live-time measurement method). The average dead-time interval for the type-2 converter can be determined by assuming that the probable number of pulses is equal to the probable number of events being found in the total live-time of the converter, i.e. $\mu(1 - \mu'\bar{\sigma}) = \mu e^{-\mu\sigma_0}$, or

$$\bar{\sigma} = \frac{1}{\mu} (e^{\mu\sigma_0} - 1).$$

Then the efficiency and the relative error are

$$\text{Type 2: } \frac{\mu''}{\mu} = \left[1 + \frac{(e^{\mu\sigma_0} - 1)^2}{2e^{\mu\sigma_0}} \right]^{-1} = (ch \mu\sigma_0)^{-1}. \quad (12)$$

$$\frac{\mu'' - \mu}{\mu} = - \frac{e^{\mu\sigma_0} - 1}{e^{2\mu\sigma_0} + 1}. \quad (13)$$

These relations may practically be approximated by (10) and (11) for $\mu\sigma_0 < 0.2$.

A comparison of these results with (5) and (6) shows that the method has the property of reducing the error in determining the rate caused by the converter resolving time, the reduction factor being approximately $2/(\mu\sigma_0)$. The foregoing considerations implied that $\tau \gg \sigma_0$. It can be shown that the relation (10) is valid for $\tau > 2\sigma_0$, and also, clearly, that the error reduces to zero if $\tau = \sigma_0$ for the type-1 converter. The relation (12) applies approximately already for $\tau > \sigma_0$, and there is no significant reduction of the error calculated by (13) for the type-2 converter when $\tau = \sigma_0$.

IV. Live-time measurement error

In the live-time measurement a difference may arise between the actual live-time interval (from the start of the interval to the occurrence of the event) and the measured value of the live-time interval introducing an error which is repeated by every counted event. The error will, in general, depend on the gate and the paralysis circuit transients and the pulse shapes, but not on the duration of a live or dead-time interval. Defining the time difference $\Delta\tau$ per interval positive, if the measured value of a live-time interval is larger than its actual value, the total live-time will be shorter by $N\Delta\tau$ than the measured value of T_1 , so that the efficiency of the system must be multiplied by the factor

$$\frac{\mu'''}{\mu''} = \frac{T_1 - N\Delta\tau}{T_1} = \frac{1}{1 + \mu''\Delta\tau}. \quad (14)$$

(μ'' — rate determined if $\Delta\tau = 0$; μ''' — rate determined including converter resolving time error and live-time measurement error). Comparing the relations (5) and (14) it can be seen that the live-time interval error $\Delta\tau$ (by the presented method) corresponds to the counter resolving time τ of the type 1 (by the counting method) in setting the limit to the highest rate μ which can be determined with a given relative error, which is approximately $|\mu\Delta\tau|$ or $|\mu\tau|$. It should be noted that the character of these errors is different, relation (5) giving the probable loss of events or pulses and (14) giving actual measurement error. Moreover, $\Delta\tau$ can be of either sign offering a possibility for compensation.

As to the circuit sources of $\Delta\tau$ and the possibility for compensation, the following may be concluded: an increase of $\Delta\tau$ is caused by the delay in the response of the paralysis circuit to an incoming pulse (pulse-integration effect). Such an increase can also be caused by a longer time-standard pulse if the time-counter is sensitive only to the amplitude of the pulse. A decrease of $\Delta\tau$ (also to negative values) can be caused by a longer time-standard pulse if the time-counter is sensitive to the integral of the pulse. Therefore, positive $\Delta\tau$, which is likely to appear due to the delay of the paralysis circuit, may be compensated by adjusting the length of the time-standard pulse and the integration constant of the time-counter. It may also be concluded that $\Delta\tau$ can be made smaller than the transient time of the paralysis circuit.

V. Conclusions

The method of determining the random event-rate by counter live-time measurement compared with normal counting methods has the following advantages:

(1) Basic independence of counting device resolving time. This characteristic is of particular interest in cases where τ is variable and difficult to reduce, as in pulse-height analysers.

(2) Reduction of the error caused by converter resolving time. Almost no correction is required for $\mu\sigma_0 < 0.1$, the error being less than 0.5%. This factor is particularly important when the exact character and value of the converter resolving time cannot be determined easily.

(3) Live-time interval error $\Delta\tau$ by the described method corresponds to the counter-resolving time τ by normal counting methods, in limiting the highest rate μ which can be determined with a given error $|\mu\Delta\tau|$, or $|\mu\tau|$. (To determine the rate $\mu = 10^6 \text{ s}^{-1}$ with an error of 1% $\Delta\tau$, or τ , of 10^{-8} s would be required.) As the rate μ can be determined by the presented method by operating the system at any arbitrary rate lower than μ , it will generally be easier to reduce $\Delta\tau$ than τ to a required low value.

As any preset pulse-height analyser or a counter with paralysis circuit and electronic timer, already makes an essential part of the arrangement shown in Fig. 1, such equipment, using the counter live-time measurement, can be realized without increasing its complexity.

REFERENCES

- [1] McCUTCHEN, C. W., *Phil. Mag.* **2** (13) (1957) 113.
- [2] ORTON, K. F. and WILKINS, K., *Nucl. Instr.* **9** (1960) 97.
- [3] JOST, R., *Helv. Phys. Acta* **20** (1947) 173.
- [4] BLACKMAN, M. and MICHIELS, J. L., *Proc. Phys. Soc.* **60** (1948) 549.

ПЕРЕСЧЕТНАЯ СХЕМА ИМПУЛЬСОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НОВОЙ СИСТЕМЫ МНОГИХ РАВНОВЕСНЫХ СОСТОЯНИЙ

Е. ДЖАКОВ, А. МАРКОВ, К. САКАЛЯН И Б. ШЕБЕШТЕН
СССР

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

A pulse scaler using a new multi-stable system. The paper presents a new scaler, based on the use of a multi-stable system, in which the number of pulses entering the circuit is given by the position in time of a single internal pulse circulating periodically in the system. The new features in the proposed circuit are the method of determining the position of the periodic pulse with which the count is made and the self-synchronization of the internal pulses, which permits the use of pulse generators with fairly low periodic stability. The paper also describes how the efficiency of the circuit is calculated and gives the results of experimental work with it.

Échelle de comptage des impulsions avec utilisation d'un nouveau système à plusieurs états d'équilibre. On propose une nouvelle échelle de comptage fondée sur l'utilisation d'un système à plusieurs états d'équilibre, où le nombre des impulsions à l'entrée du circuit est déterminé à partir de la position dans le temps d'une impulsion interne qui est produite périodiquement dans le système. Les éléments nouveaux dans le circuit proposé sont: le procédé de détermination de l'instant où l'impulsion périodique permet de faire le comptage et l'auto-synchronisation des impulsions internes qui permet d'employer des générateurs d'impulsions à période de faible stabilité. Le mémoire décrit le calcul du rendement et indique les résultats de l'étude expérimentale du circuit.

Пересчетная схема импульсов с использованием новой системы многих равновесных состояний. Предлагается новая пересчетная схема, основанная на применении системы с многими равновесными состояниями, при которой число поступающих на вход схемы импульсов отсчитывается по положению во времени одного внутреннего импульса, циркулирующего периодически в системе. Новым в предлагаемой схеме является способ определения положения периодического импульса, по которому производится счет, и самосинхронизация внутренних импульсов, позволяющая применить генераторы импульсов невысокой стабильности периода. Даются описание расчета эффективности и результаты экспериментального исследования схемы.

Escalímetro de impulsos con un sistema multiestable. En esta memoria se describe un nuevo escalímetro basado en la utilización de un sistema multiestable en el que la posición en el tiempo de un impulso interno aislado que circula periódicamente por el sistema indica el número de impulsos de entrada. El circuito propuesto se caracteriza por el método empleado para determinar la posición del impulso periódico que sirve para efectuar el recuento y por la autosincronización de los impulsos internos, que permite utilizar generadores de impulsos de estabilidad periódica relativamente baja. Se explica también cómo se calcula la eficiencia del circuito y se dan los resultados de trabajos experimentales con él realizados.

1. Введение

Обычные пересчетные схемы на двоичных ячейках не вполне удовлетворяют всем требованиям в отношении разрешающего времени, надежности и простоты конструкции, и пересчетные устройства еще находятся в развитии. Кроме созданных специальных ламп для декадного счета — декатронов и прохотронов, которые пока еще не нашли общего применения, появились и новые методы счета на базе

сдвига во времени положения одного периодического импульса под действием считаемого импульса [1—4].

2. Описание и действие схемы

Принципиальная схема предлагаемого устройства показана на рис. 1. Импульсный генератор G_1 запускается периодически своим импульсом, прошедшим через линию задержки L_1 , которая определяет и период T импульсов. Линия состоит из множества последовательных секций с одинаковой задержкой. К началу линии и к отводам между секциями присоединены по одному из входов блоков совпадения K_0, K_1, K_2, \dots , на которые последовательно через время задержки одной секции поступает импульс генератора G_2 с тем же самым периодом T , определяемым второй линией задержки L_2 . Последовательно с этой линией включено устройство P , в котором при поступлении импульса на вход A пересчетной схемы создается дополнительная задержка времени, равная задержке одной секции линии L_1 . До поступления импульсов на вход A генераторы G_1 и G_2 работают синхронно и в блоке K_0 (в начале линии) регистрируется совпадение, которое повторяется каждый период. При поступлении импульса на вход импульс генератора G_2 задерживается в блоке P и совпадение появится в блоке K_2 . Совпадение остается в этом блоке до поступления на вход второго импульса. Тогда вновь срабатывает устройство P — импульс генератора G_2 сдвигается еще раз, совпадение появится в блоке K_2 и т.д.

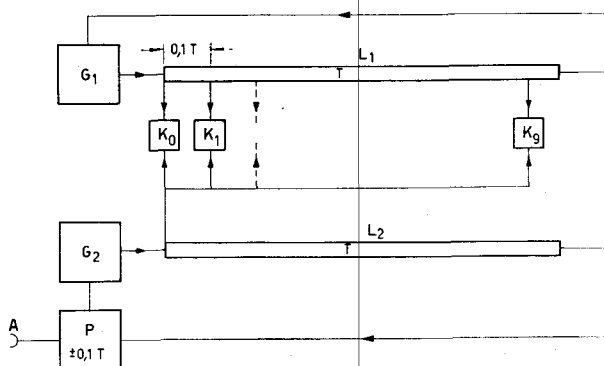


Рис. 1

Принципиальная блок-схема пересчетного устройства

В качестве индикаторов совпадения включены неоновые лампочки. Длительность импульсов обоих генераторов должна быть меньше времени задержки одной секции линии, чтобы не получалось совпадений в двух соседних блоках одновременно.

Такое устройство, однако, в действительности не будет работать, так как оно требует абсолютного равенства периодов генераторов G_1 и G_2 , а это неосуществимо. Поэтому необходимо предусмотреть устройство, которое скорректировало бы расхождение во времени совпадающих импульсов в данном блоке из-за неравенства периодов генераторов G_1 и G_2 .

В предлагаемой пересчетной схеме осуществляется самосинхронизация импульсов от генераторов G_1 и G_2 с помощью выходного сигнала из блока совпадения, как это показано на рис. 2. Генератор G_2 запускается не собственным импульсом, а полученным от блока совпадения через промежуточный генератор G_3 . Последний необходим в качестве преобразователя импеданса, так как линию задержки L_2 нельзя включить непосредственно к блокам совпадения K .

На рис. 2 показано в более развернутом виде также устройство P . Импульс со входа A поступает в запоминающую емкость H_1 и заряжает ее. Генератор G_4 запускается от импульса генератора G_3 при наличии заряда в H_1 и только в этом случае посылает импульс во вторую запоминающую емкость H_2 . При этом снимается заряд емкости H_1 и схема готова принимать следующий импульс со входа. Устройство H_2 (со второй запоминающей емкостью) в отсутствии заряда от сигнала пропускает импульс от генератора G_3 без дополнительной задержки в линии L_3 . Таким образом, импульс генератора G_3 не сдвигается и совпадение остается на прежнем месте. При наличии заряда в H_2 импульс от линии L_2 не пропускается прямо на G_2 , проходит через линию L_3 с задержкой, равной задержке одной секции линии L_1 . Эта задержка импульса генератора G_2 переносит совпадение в следующий блок совпадения. В другом варианте устройство P приводит к сокращению задержки импульса генератора G_2 при поступлении импульса на вход и тогда получается смещение места совпадения в обратном направлении. Ноль устанавливается с помощью запуска специального импульса в блок K_0 .

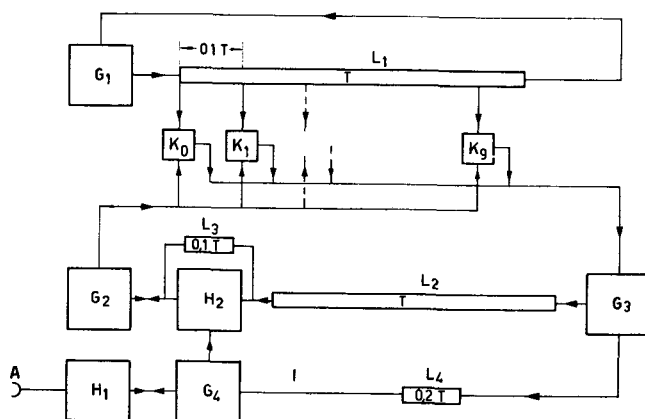


Рис. 2

Блок-схема действующего пересчетного устройства

При прямом поступлении импульса со входа в запоминающее устройство H_2 импульс генератора G_2 может приобрести сдвиг, при котором совпадение пропадает и накопленная информация в схеме теряется. Для предотвращения этого предусмотрена запоминающая емкость H_1 и генератор G_4 , которые подают считаемый импульс в H_2 всегда в благоприятный момент, выбранный с помощью задержанного импульса от G_3 . Генератор G_4 обеспечивает также зарядку емкости H_2 .

Числовая емкость пересчета равна числу секций линий L_1 и блоков совпадения. Это число может быть любым, и его максимальное значение ограничивается только затуханием и расширением импульса при прохождении через линию L_1 .

Нетрудно осуществить с помощью этой схемы и реверсивный счет, поставив дополнительно еще одно устройство сдвига места совпадения в обратном направлении.

На рис. 3 дается последовательность во времени импульсов разных блоков схемы. Для определенности принята декадная ячейка, у которой линия L_1 должна состоять из 10 секций с задержкой $0,1 T$. Импульсы генератора G_1 , распространяющиеся вдоль линии L_1 , всегда распределены равномерно. Статистически распределенные импульсы на входе А схемы создают заряд в запоминающую емкость H_1 , который задерживается до прихода импульса от генератора G_3 (через короткую линию с задержкой $0,2 T$). Эта задержка нужна для отделения во времени процесса накопления заряда в запоминающую емкость H_2 от процесса его снятия. Заряд в H_1 ограничивается до необходимого уровня, независимо от амплитуды и числа импульсов, попадающих в период T . Импульсы подаются в запоминающую емкость H_2 всегда в определенный момент периода, и это ограничивает случайный сдвиг импульса генератора G_2 . В результате поступления импульсов на вход схемы расстояние между импульсами генератора G_2 , а также и G_3 становится непостоянным: после каждого счета оно равно $1,1 T$ (у второго варианта $0,9 T$), а в отсутствии счета равно T .

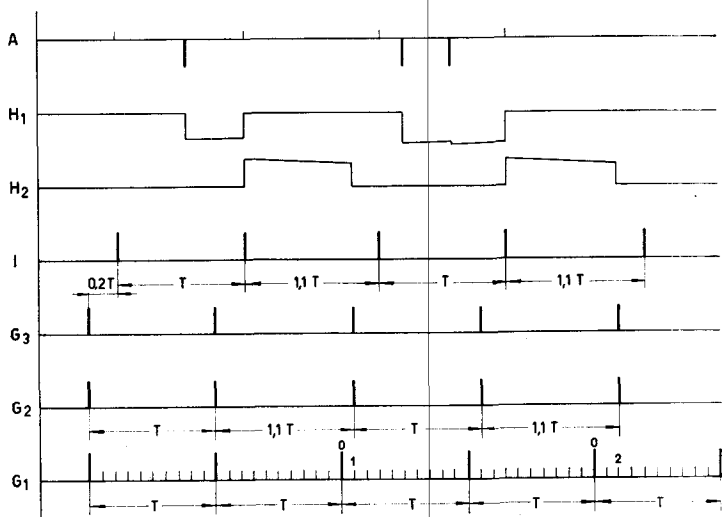


Рис. 3

Порядок импульсов в блоках пересчетного устройства

Осуществление самосинхронизации импульсов генераторов G_1 и G_2 при совпадении в любом блоке К является основным условием для функционирования пересчетной схемы. Стабильное равновесное состояние системы устанавливается

при определенном сдвиге импульсов от G_1 и G_2 и тогда периоды генераторов G_1 и G_2 равны. Каждое изменение этого сдвига выводит системы из равновесия и создает изменение амплитуды исходящего импульса блока совпадения. Это приводит к обратному сдвигу момента запуска генератора и равновесие восстанавливается.

Таким образом, совпадение в любом блоке совпадения при соблюдении определенных условий является состоянием стабильного динамического равновесия, которое поддерживается до момента сдвига совпадения в соседний блок под влиянием поступившего на вход импульса. В таком смысле схему можно назвать системой со многими равновесными состояниями.

3. Эффективность счета

Основным ограничением скорости счета этой схемы является то, что она в состоянии давать только 1 счет за время одного периода генераторов схемы. Кроме этого источника потерь необходимо учесть еще мертвое время при процессе снятия заряда от первого накопителя H_1 . Далее мы покажем, как можно подсчитать эффективность предлагаемой пересчетной схемы, предполагая, что на ее вход попадают импульсы незначительной длительности, распределенные по закону Пуассона.

Допустим вначале, что период T считающих импульсов, поступающих от генератора G_3 , постоянен, а накопленный заряд в H_1 снимается мгновенно. Счет будет равным числу периодов, во время которых поступает один или больше импульсов на вход схемы. Так как вероятность отсутствия импульсов в период T равна e^{-nT} , то вероятность попадания одного или больше импульсов на вход во время T равна

$$p = 1 - e^{-nT}$$

где n среднее число попадания на вход в единицу времени. Тогда среднее число счетов в единицу времени будет

$$m = \frac{1 - e^{-nT}}{T}. \quad (1)$$

Решая относительно n , получим

$$n = -\frac{\ln(1 - mT)}{T} = m \left(1 + \frac{mT}{2} + \frac{(mT)^2}{3} + \dots \right) \quad (2)$$

Сравнение с обычными пересчетными схемами показывает, что при небольших нагрузках исследуемой схеме можно приписать эквивалентное мертвое время $0,5 T$, а при больших нагрузках оно стремится к пределу T .

В действительности периоды счета неодинаковые — следующий после каждого счета период равен $(1 \pm 0,1) T$ (+ или — в зависимости от варианта), а T период генератора G_3 в отсутствии счета, равен периоду генератора G_1 .

Точные подсчеты, однако, показывают, что, если принять во внимание непостоянство периода, получается коррекция порядка доли процента, и она является беспредметной.

Кроме этого есть потери счета из-за крайнего времени τ снятия заряда в H_1 , в течение которого поступления теряются. Так как потери отражаются на счете

только, если в остальное время периода $T - \tau$ нет поступлений, вероятность этих потерь дается произведением вероятностей обоих событий.

В единицу времени теряется

$$\Delta m = m n \tau e^{-nT} \quad (3)$$

счетов и их надо вычесть из (1). Решая относительно n , получим

$$n = \frac{m}{1 - m\tau} \left(1 + \frac{mT}{2} + \dots \right) \quad (4)$$

Коррекционный множитель $\frac{1}{1 - m\tau}$ близок к единице и его приходится применять лишь в редких случаях при больших τ .

Как и во всех пересчетных схемах, влияние формирующего устройства на входе и отличие считаемых импульсов от идеальных делает распределение поступлений на вход пересчетной схемы не строго Пуассоновским. Это требует дополнительной коррекции числа счетов, но в обычных случаях, эта коррекция небольшая.

4. Измерения

Были проведены исследования работы декад по схеме с удлинением и с сокращением периода генератора G_2 на 0,1 при счете. На фотографии (рис. 4) показан смонтированный декадный блок вместе с формирующим устройством. Размеры блока $150 \times 175 \times 36$ мм. Период основного генератора G_1 540 нсек. Генераторы G_1, G_2, G_3, G_4 были ждущими блокинг-генераторами на лампах 6Н6П, которые работали с анодным напряжением 150 в и средним анодным током 17 ма. Мертвое время формирующего блока измерено с помощью генератора двойных импульсов и оказалось около 100 нсек.

Устойчивость во времени определенного состояния счета была проверена несколько раз за время до 100 часов, при этом не было никакого ложного счета или потери счета. Это является доказательством безотказной самосинхронизации совпадения в схеме.

При плавных колебаниях анодного напряжения до $+10\%$ и -27% и напряжения накала до $\pm 14\%$ схема работала вполне устойчиво. Она переносила и импульсные понижения анодного напряжения на 30% при длительности 1 мксек, 22% — при 100 мксек, 13% — при 30 мсек.

Амплитуда считаемых импульсов должна быть от 15 до 50 в.

Проводятся измерения эффективности счета и устойчивости схемы на более длительный срок.

5. Оценка новой схемы

Предлагаемая новая пересчетная схема обладает следующими достоинствами:

— Быстрота счета — на исследуемой декаде граничная частота счета была около 2 мГц, но с уверенностью можно сказать, что применение генераторов более коротких импульсов позволит поднять быстроту еще на порядок.

— Малое число ламп на декаду — от 2 до 3 двойных триодов. Как известно, в обычных пересчетных схемах имеются 4 двойных триода на декаду, 4 быстрых — 8.

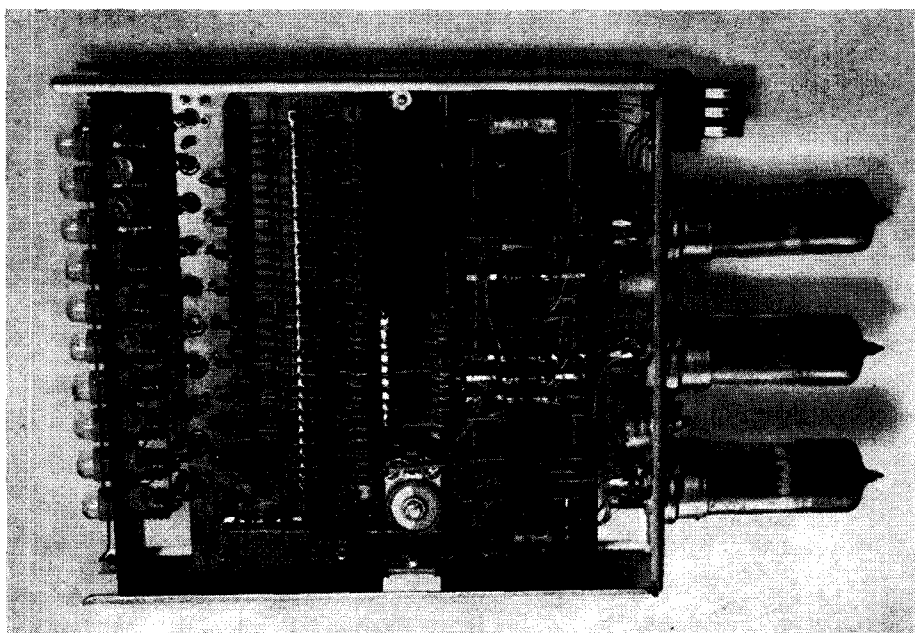


Рис. 4

Внешний вид осуществленной декады пересчетной схемы

Малое число ламп увеличивает надежность схемы и позволяет осуществить малогабаритную конструкцию. Кроме того, облегчаются питание и отвод тепла. При применении полупроводниковых триодов или тоннельных диодов; их число в предлагаемой схеме также будет меньше в сравнение с обычными схемами.

— При том же числе ламп можно просто осуществить пересчет на любое число. Его максимальное значение лимитируется только затуханием и расширением импульса в линии L_1 .

— Устойчивость и надежность схемы хорошие, благодаря высокому порогу срабатывания запертых генераторов и самосинхронизации совпадения, для которой не нужна высокая стабильность периода генераторов.

— При неисправности схемы совпадения теряются и это сразу обнаруживается по отсутствию индикации совпадений.

Можно ожидать, что эта система найдет применение не только в пересчетных схемах, но также в цифровой вычислительной технике, еще в качестве переключающего устройства в многоканальных схемах временных и амплитудных анализаторов.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] МАРКОВ, А. и САКАЛЯН, К., Заявка для авторского свидетельства № 593. София (1961).
- [2] HUTCHINSON, G. W. and SCARROTT, G. G., *Phil. Mag.* **42** (1951) 792.
- [3] MAEDER, D., *Helv. Phys. Acta* **29** (1956) 459.
- [4] EMBER, G., *Mag. Patent* (1959).

DISCUSSION

V. N. Kostić (Yugoslavia): Referring to the papers given by Mr. Radeka and Mr. Blave, I should like to mention the existing systems of logarithmic counting, in which there is no need for special correction of the counting losses due to the dead-time of the GM counters. Two such systems are described by H. B. de Bolt* and B. M. Lichtenstein**, and another is described in a paper presented to this Conference by Mr. Kovač and myself***. These systems are especially suitable in portable instruments where it is required to measure a higher level of radiation.

* *IRE Trans. of Nucl. Sci.* **74** (1959).

** *J. Appl. Phys.* **28** (1957) 984.

*** *These proceedings*, Vol. II, p. 445

ТРИГГЕРНОЕ ПИТАНИЕ ПАРЫ СЧЕТЧИКОВ ГЕЙГЕРА-МЮЛЛЕРА

Л. МИТРАНИ И Б. БЕТЕВ

ФИЗИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ БОЛГАРСКОЙ АКАДЕМИИ НАУК

НАРОДНАЯ РЕСПУБЛИКА БОЛГАРИЯ

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

Trigger-feed of a pair of Geiger-Mueller counters. The paper proposes a new method of combining a pair of GM counters by means of a bi-stable electric relay. The principle of operation of the circuit and the experimental results obtained show that the method has the following characteristics:

- (1) The counter discharge is artificially quenched;
- (2) Operation of the counters is similar to pulse-feed operation, since the frequency of the applied voltage automatically varies for changes in the intensity to be measured, and the indications do not depend on the space-charge coefficient;
- (3) By using two tubes, the number of pulses is divided by 4;
- (4) As compared with parallel-connected counters, the proposed method has a shorter dead-time;
- (5) The output pulses are shaped and have a big amplitude so that they can be easily registered.

Excitation d'une paire de compteurs de Geiger-Müller par un circuit déclencheur. Les auteurs proposent un nouveau procédé pour le couplage d'une paire de compteurs de Geiger-Müller au moyen d'un relais électronique à deux états stables. Le schéma de fonctionnement du circuit et les résultats des études expérimentales montrent que ce procédé présente les caractéristiques suivantes.

1. Il permet l'amortissement artificiel de la décharge dans les compteurs.
2. Le fonctionnement des compteurs est le même que lors de l'alimentation par impulsions, la fréquence de la tension de régime se modifiant automatiquement en fonction des changements de l'intensité à mesurer; les indications fournies sont indépendantes du coefficient de saturation.
3. Deux tubes permettent de diviser le nombre des impulsions par quatre.
4. Par rapport au couplage parallèle des compteurs, le temps mort du circuit proposé est plus court.
5. Les impulsions produites ont une forme nette et une forte amplitude, ce qui permet de les enregistrer sans difficulté.

Триггерное питание пары счетчиков Гейгера-Мюллера. В настоящей работе предлагается новый способ соединения пары счетчиков Гейгера-Мюллера посредством электронного реле с двумя стабильными состояниями. Из механизма действия схемы и из экспериментального исследования видно, что этот способ работы имеет следующие свойства:

1. Осуществляется искусственное гашение разряда в счетчиках.
2. Работа счетчиков аналогична работе при импульсном питании, причем частота питающего напряжения автоматически меняется при изменении определяемой интенсивности и показания не зависят от коэффициента заполнения.
3. При помощи двух ламп осуществляется деление числа импульсов на 4.
4. По сравнению с параллельным соединением счетчиков предлагаемая схема имеет меньшее мертвое время.
5. Исходящие импульсы сформированы и имеют большую амплитуду, что позволяет их легко регистрировать.

Алиментación por disparador de pares de contadores Geiger-Mueller. Se propone en esta monografía un nuevo método de conexión de pares de contadores Geiger-Mueller mediante un relé electrónico con dos posiciones estables.

Del mecanismo de funcionamiento del circuito y de los estudios experimentales se deduce que este método de trabajo posee las siguientes propiedades:

1. Asegura una extinción artificial de la descarga en los contadores.
2. Los contadores trabajan en forma análoga a la de la alimentación por impulsos, con lo cual la frecuencia de la tensión de alimentación cambia automáticamente al variar la intensidad elegida y las indicaciones no dependen del llenado.
3. Por medio de dos tubos se consigue dividir por cuatro el número de impulsos.
4. Comparado con la conexión de los contadores en paralelo, el circuito propuesto tiene un tiempo muerto más breve.
5. Los impulsos de salida tienen forma y gran amplitud, lo cual facilita su registro.

Мертвое время счетчиков Гейгера-Мюллера ограничивает их применение для измерения излучений больших интенсивностей. Этот недостаток можно избежать частично либо уменьшением мертвого времени счетчика, либо питанием последнего пульсирующим напряжением [1]. Уменьшения мертвого времени можно достичь двумя способами: а) искусственным гашением разряда [2] и б) сменой знака поданного на нить напряжения в начальный момент возникновения разряда [3]. Первым способом достигается уменьшение числа положительных ионов, участвующих в лавине, а вторым — то, что положительные ионы собираются за короткое время не катодом, а близкостоящей нитью.

В данной работе предлагается новый способ соединения пары счетчиков Гейгера-Мюллера, который объединяет указанные два метода для расширения области их применения при больших интенсивностях. Это объединение достигается при помощи релаксационного реле с двумя стабильными состояниями, точнее с симметричной спусковой схемой Икклза-Йордана [4]. Способ соединения счетчиков с релаксационным реле указан на рис. 1.

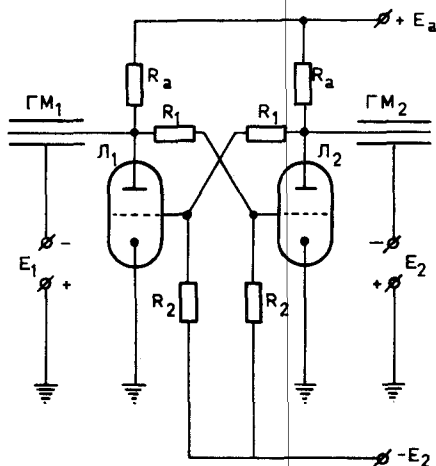


Рис. 1

Схема соединения счетчиков с релаксационным реле

Схема работает следующим образом. Пусть релаксационное реле находится в таком состоянии, что анодный ток I_1 равен нулю. Потенциал анода L_1 при условии, что $R_a \gg R_1 + R_2$ равен E_a , а анода L_2 — равен $E_a - I_{a2}R_a$, где E_2 — питающее напряжение, а I_{a2} — анодный ток L_2 . Если напряжения E_2 и E_a и параметры схемы выбраны так, чтобы сумма $E_2 + (E_a - I_{a2}R_a)$ была меньше начального рабочего напряжения счетчика $ГМ_2$, а сумма $E_1 + E_a$ была бы в рабочей области счетчика $ГМ_1$, то ионизация даст импульс только в счетчике $ГМ_1$. Если амплитуда импульса, появляющегося на концах сопротивления R_a , больше порога чувствительности схемы, то в ней создадутся условия для регенеративного процесса, вследствие чего она перейдет в свое второе стабильное состояние. В этом состоянии создадутся условия для работы счетчика $ГМ_2$. Во втором стабильном состоянии схема останется до тех пор, пока в счетчике $ГМ_2$ не возникнет импульс, в результате чего она снова вернется в свое первоначальное состояние

Свойства схемы

В результате указанного способа работы каждый импульс одного из счетчиков опрокидывает схему и создает условия для работы другого счетчика. Это аналогично импульсному питанию счетчика. Здесь, однако, частота и период питающего напряжения зависят от интенсивности излучения, а при данном излучении изменяются по статистическому закону. Кроме того, при помощи предлагаемой схемы искусственно гасятся разряды в счетчиках, так как при регенеративном процессе напряжение нити счетчика, который произвел импульс, быстро уменьшается ниже его начального рабочего напряжения. Если сравнить работу двух соединенных параллельно счетчиков (рис. 2) с работой пары счетчиков, соединенных по схеме на рис. 1, то нетрудно показать, что последняя действует как своеобразная схема пересчета на 4. Действительно, обозначим зарегистрированное число имп/сек в отдельных счетчиках, соответственно, N_1 и N_2 . Из способа работы схемы следует $N_1 = N_2$. Каждый счетчик нечувствителен в интервал времени между одним импульсом, созданным в нем, и следующим импульсом, созданным в другом счетчике. Назовем этот интервал временем выжидания τ . Число импульсов, которое получилось бы в счетчике, если бы он работал непрерывно, будет:

$$N_1^0 = N_1 / (1 - \tau N_1). \quad (1)$$

С другой стороны, среднее время выжидания

$$\tau = 1 / (N_1 + N_2) = 1 / 2 N_1 \quad (2)$$

Подставляя (2) и (1), получаем

$$N_1^0 = 2 N_1 \quad (3)$$

или общее число импульсов, которое должны были бы дать два соединенных параллельно счетчика с непрерывным питанием

$$N^0 = 2 N_1^0 = 4 N_1, \text{ а } N_1 = N^0 / 4 \quad (4)$$

Из (4), кроме того, видно, что показания не зависят от времени выжидания, а следовательно, и от коэффициента заполнения питающего напряжения, что является существенным преимуществом схемы в сравнении с обыкновенным импульсным питанием счетчиков.

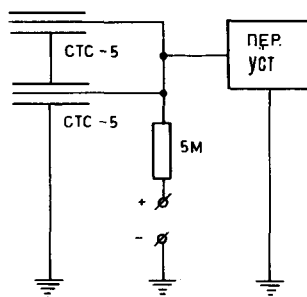


Рис. 36

Схема опытной установки

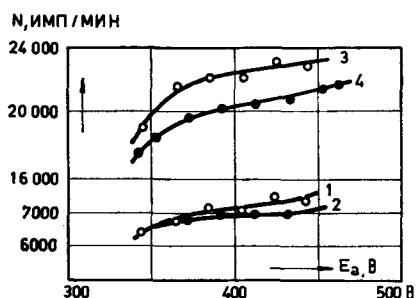


Рис. 4

Счетные характеристики, полученные при помощи схем 3а и 3б

Спусковая схема с двумя стабильными состояниями может использоваться для питания пары счетчиков с низким рабочим напряжением и по соединению, показанному на рис. 5, которое в сравнении со схемой, данной на рис. 1, имеет то преимущество, что кроме гашения разряда с ним достигается и смена полярности поданного на счетчики напряжения. Как известно, это приведет к еще большему уменьшению мертвого времени счетчиков, а следовательно, и схемы.

Заключение

Предложен новый способ соединения счетчиков Гейгера-Мюллера посредством электронного реле с двумя стабильными состояниями. Этот способ работы имеет следующие свойства:

- (1) Осуществляется искусственное гашение разряда в счетчиках.
- (2) Работа счетчиков аналогична работе при импульсном питании, причем частота питающего напряжения автоматически меняется при изменении определяемой интенсивности и показания не зависят от коэффициента заполнения.
- (3) При помощи двух ламп осуществляется деление числа импульсов на 4.
- (4) По сравнению с параллельным соединением счетчиков предлагаемая схема имеет меньшее мертвое время.

(5) Исходящие импульсы сформированы и имеют большую амплитуду, что позволяет их легко регистрировать.

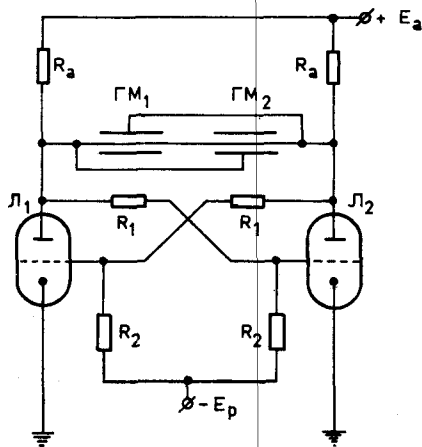


Рис. 5

Схема опытной установки

ЛИТЕРАТУРА

- [1] LICHTMAN, S. W., *Nucleonics* **11** (1953).
- [2] ELLIOT, H., *Proc. Phys. Soc. A* **62** (1949) 354.
- [3] SMITH, P., *Rev. Scient. Instrum.* **19** (1948) 453.
- [4] ЭЛМОР, Э., СЕНДС, М., *Электроника в ядерной физике*, Изд-во иностр. лит. (1951).

HIGH-VOLTAGE-POWERED TRANSISTORIZED PREAMPLIFIER

W. E. WILSON, JR. AND A. W. WAKEFIELD
UNIVERSITY OF WASHINGTON, SEATTLE, WASH.
UNITED STATES OF AMERICA

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

High-voltage-powered transistorized preamplifier. One of the problems that is frequently met in the field of nuclear electronics is that of coupling the signal from a high-impedance pulse-type radiation detector to a low-impedance transmission line. Radiation detectors and their associated counting equipment are often separated by a considerable distance and some efficient means of transmitting the signal from the detector to the counting system must be provided. In practice, a low-impedance coaxial cable is used for the transmission line and a cathode-follower or emitter-follower circuit is used to achieve the required impedance match. This paper describes a unique emitter-follower circuit that has been utilized very successfully at the University of Washington.

The emitter-follower circuit is unique in that power for the transistor circuit is derived from the high voltage that is supplied to the radiation detector. The two pnp alloy-junction transistors employed in the preamplifier yield a voltage gain of unity over a dynamic range of from 1 mV to 5 V. Stabilization of the operating voltage for the emitter-follower circuit is provided by a small zener diode. The current drain of a typical remote-scintillation detector employing the circuit ranges from 0.35 to 0.65 mA when the high voltage is supplied to the scintillation detector is varied from 800 to 1500 V. The unit will drive 500 ft of 52- Ω coaxial line with a 25% loss in pulse amplitude and has been used with remotely operated scintillation-type detectors and BF₃-type neutron detectors with excellent results.

Pré-amplificateur transistorisé avec alimentation haute tension. Un des problèmes qui se posent fréquemment en électronique nucléaire est celui de l'adaptation d'un détecteur d'impulsions à grande impédance à une ligne de transmission à basse impédance. La difficulté est la suivante: les détecteurs étant souvent sensiblement éloignés des appareils de comptage connexes, il faut prévoir un moyen efficace de transmettre le signal du détecteur au dispositif de comptage.

En pratique, on utilise un câble coaxial à basse impédance pour la ligne de transmission et un circuit à cathode asservie ou du type émetteur asservi pour obtenir l'adaptation d'impédance nécessaire. Les auteurs décrivent un circuit à émetteur asservi inédit, mis au point à l'Université de l'Etat de Washington où il a donné d'excellents résultats.

Ce circuit émetteur asservi est inédit en ce sens que le circuit transistorisé est branché sur la haute tension qui alimente le compteur de rayonnements. Les deux transistors à jonction pnp montés dans le préamplificateur donnent un gain de tension de un sur l'ensemble de la gamme dynamique, qui s'étend de 1 mV à 5 V. Une petite diode Zener assure la stabilité de la tension de travail dans le circuit émetteur asservi.

La consommation de courant d'un ensemble type détecteur-émetteur asservi-câble intermédiaire se situe entre 0,35 et 0,65 milliampères lorsque la haute tension alimentant le détecteur varie de 800 à 1500 volts. Le dispositif permet de transmettre des signaux sur une ligne coaxiale de 500 pieds (152 m environ) de long et d'une impédance de 52 ohms, moyennant une perte d'amplitude de l'ordre de 25%; il a donné d'excellents résultats avec des détecteurs à scintillations et des détecteurs de neutrons à BF₃.

Высоковольтный энергетический предварительный усилитель на транзисторах. Одной из проблем, часто встречающихся в области ядерной электроники, является проблема связи сигнала, идущего с импульсного детектора излучений высокого сопротивления, с линией передачи низкого сопротивления. Иными словами детекторы излучений и связанное с ними счетное оборудование часто разделяются значительным расстоянием,

поэтому следует предусматривать надежные средства передачи сигнала из детектора в счетную систему. Практически для линии передачи используется коаксиальный кабель с низким сопротивлением, а для получения требуемой согласованности импедансов используется схема с катодным выходом или схема с эмиттерным выходом. В данном докладе дается описание уникальной схемы с эмиттерным выходом, которая успешно применялась в Вашингтонском университете.

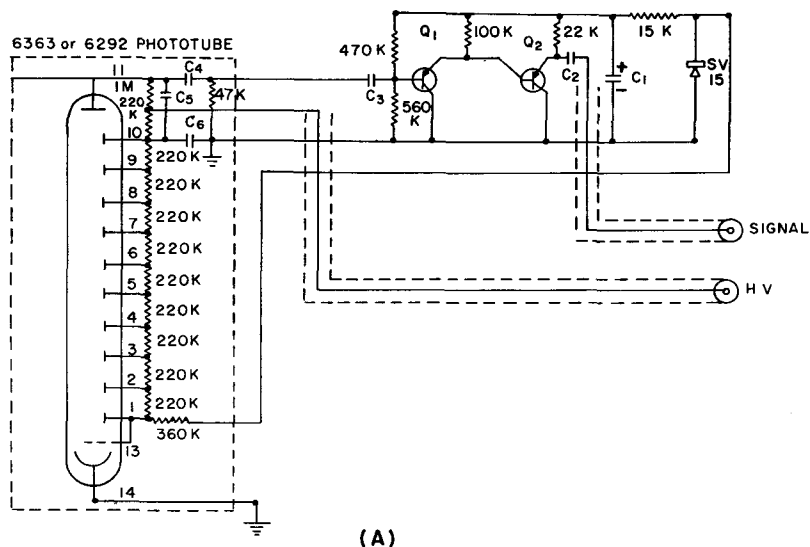
Схема эмиттерного выхода является уникальной в том смысле, что источником энергии транзисторной схемы служит высокое напряжение, подаваемое детектору излучения. Применение в предварительном усилителе двух сплавленных транзисторов с переходом р-п-р увеличило единичный толчок напряжения в динамическом диапазоне от 1 милливольт до 5 вольт. Стабилизация рабочего напряжения для схемы эмиттерного выхода обеспечивается небольшим зерновым диодом. Потребление тока типичным дистанционным сцинтилляционным детектором, в котором применена данная схема, колеблется от 0,35 до 0,65 миллиампер, в то время, как высокое напряжение, подаваемое на сцинтилляционный детектор, изменяется от 800 до 1500 вольт. Прибор обслуживает 500 футов коаксиальной линии в 52 ома с потерей 25-процентов амплитуды импульса; он использовался с дистанционными детекторами сцинтилляционного типа и с нейтронными детекторами типа BF₃ с отличными результатами.

Preamplificador transistorizado alimentado con alta tensión. Uno de los problemas que suelen plantearse en la electrónica nuclear es el de acoplar la señal procedente de un detector de radiaciones, de tipo de impulsos, cuya impedancia sea elevada a una línea de transmisión de baja impedancia. Así por ejemplo los detectores de radiaciones a menudo están separados por distancias considerables de su equipo electrónico asociado y es preciso encontrar una manera eficaz de transmitir la señal del detector a dicho equipo electrónico. En la práctica, para lograr el ajuste de impedancias requerido, se utiliza un cable coaxial de baja impedancia en la línea de transmisión y un amplificador catódico o su análogo transistorizado. En este documento se describe un circuito transistorizado único en su género utilizado con gran éxito en la Universidad de Washington.

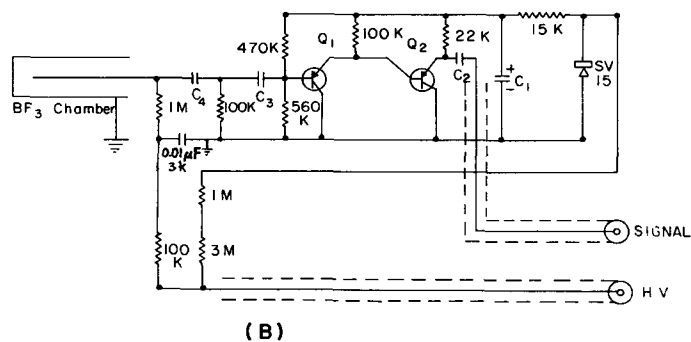
El circuito en cuestión tiene la particularidad de que el transistor está alimentado con la alta tensión suministrada al detector de radiaciones. Con los dos transistores de unión PNP empleados en el preamplificador se obtiene una ganancia de tensión unidad en un intervalo dinámico de 1 mV a 5 V. La tensión de trabajo del transistor con carga en el emisor se estabiliza mediante un pequeño diodo Zener. El consumo de corriente de detector de centelleo distante que utiliza el circuito está comprendido entre 0,35 y 0,65 mA cuando la alta tensión suministrada varía entre 800 y 1500 V. El dispositivo alimenta 500 pies de cable coaxial de 52 Ω con una pérdida de un 25 % en la amplitud del impulso. Se ha utilizado con excelentes resultados, con detectores de centelleo alejados y detectores neutrónicos de BF₃.

I. Preamplifier circuits

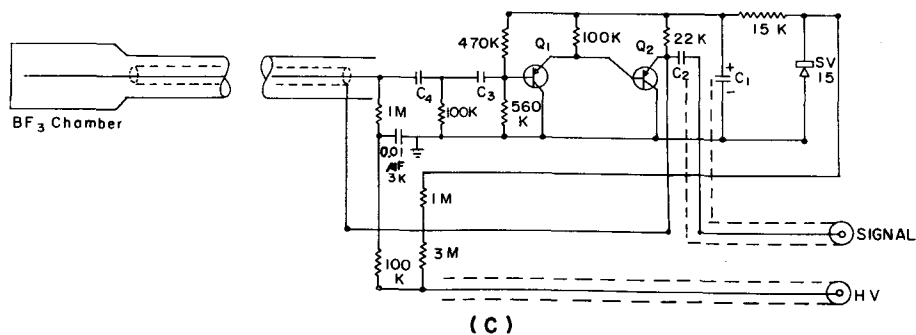
Many of the recurring detector-transmission line impedance-matching problems that arise at a nuclear-reactor facility may be solved by employing one of the preamplifier circuits shown in Fig. 1 (A, B, and C). The circuit of Fig. 1 (A) is for use with scintillation-type detectors while those of Figs. 1 (B) and 1 (C) are for use with low-level pulse-ionization detectors. When direct connection between the detector and the preamplifier is desired, the circuit of Fig. 1 (B) is used and when remote connection is desired, the circuit of Fig. 1 (C) is used. The circuit of Fig. 1 (C) has been employed extensively with BF₃-type neutron detectors in circumstances where it is either impractical or impossible to directly connect the BF₃ detector to the preamplifier, with particular reference to those located inside a nuclear reactor. The applications of the first two preamplifier circuits are relatively obvious.



(A)



(B)



(C)

Fig. 1
High-voltage-powered preamplifier; circuit diagrams

All of the circuits shown in Fig. 1 are a version of a conventional double or stacked emitter-follower circuit [1] and only differ with respect to input and output arrangements. Thus, the heart of these circuits is a simple stacked emitter-follower configuration which employs two 2N417 alloy-junction transistors in a circuit that yields a voltage gain of approximately one over a dynamic range of from 1 mV to 5 V. The unique feature of these circuits is not that of the circuit design but in the fact that the power for the transistors is derived from the high voltage supplied to the radiation detector. Stabilization of the transistor-operating potential derived from the detector high-voltage is provided by a small 15-V zener diode. The zener diode and the high-voltage dropping network are adjusted so that the transistor-circuit potentials remain essentially constant over the operating range of the detector. The parallel combination of the zener diode and the stacked emitter-follower circuit requires a very small amount of current and, consequently, will not overload a conventional type of high-voltage power supply. For example, the scintillation-detector circuit of Fig. 1 (A) draws from 0.35 to 0.65 mA from the high-voltage supply when the high voltage is varied from 800 to 1500 V. Thus, though this method of powering these circuits may seem to be unorthodox, it has, nevertheless, proved to be very economical, reliable, and convenient.

II. Preamplifier construction

The primary feature in the construction of the three high-voltage-powered preamplifiers is simplicity. Conventional construction is used throughout and the same simple circuit board is used in all three preamplifier arrangements. All of the components of the stacked emitter-follower circuit are mounted on this circuit board as shown in Fig. 2, component (2). This circuit board is then mounted on the output end-plate of a scintillation-detector housing or in a small aluminium box, depending upon the type of unit being constructed. Fig. 2 shows the various component parts of a scintillation-type preamplifier and detector as follows: (1) output end-plate of scintillation-detector housing, (2) universal stacked emitter-follower circuit board, (3) photomultiplier tube socket and voltage-dividing network, (4) complete scintillation-detector preamplifier, (5) photomultiplier tube, (6) fast-neutron scintillator, and (7) scintillation-detector housing. Fig. 3 shows the various component parts of the pulse-ionization detector-type preamplifiers as follows: (1) housing for the direct-connection pulse-ionization detector preamplifier, (2) BF_3 type neutron detector, (3) remote-connection pulse-ionization detector preamplifier, and (4) triaxial cable and connectors.

III. Triaxial cable feedback

The preamplifier for use in circumstances where remote connection of a low-level pulse-type ionization detector is required employs a novel feedback arrangement. Instead of the conventional input cable, this arrangement involves the use of a triaxial input cable as pictured in Fig. 3, component (4). The centre wire of the triaxial cable is used to carry the signal and the high voltage, the outer shield is used as the grounded shield and the inner shield is connected to the output of the preamplifier as shown in Fig. 1 (C). That is, the output signal is fed back on to the inner shield located between the centre wire and the grounded outer shield of the input cable. This type of arrangement greatly reduces the shunt capacitance loading effect of the input cable and, consequently, permits the transmission of the pulses from a high-impedance detector over greater lengths of low-impedance input cable than do conventional means. The triaxial input

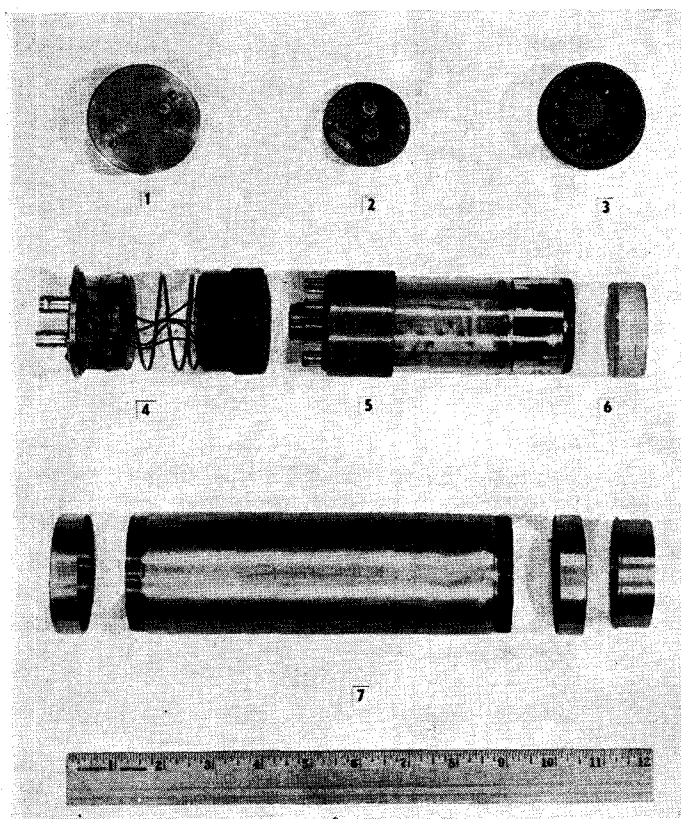


Fig. 2
Scintillation-type preamplifier; construction details

cable feedback technique, as described above, was originated by BAUM [2] for use with fission chambers and has been very successfully employed by the authors with BF_3 type neutron detectors.

The equivalent circuit of the triaxial input cable feedback system is shown in Fig. 4 (A). This equivalent circuit and the following analysis are based on and are an extension of Baum's work and contain the following assumptions:

- (1) The collection of charge in a BF_3 type neutron detector or in a similar low-level pulse-ionization detector may be approximated by

$$q(t) = Q(1 - e^{-t/\tau}) \quad (1)$$

where $q(t)$ is the charge collected at any time t , Q is the total charge collected, and τ is the mean collection time of electrons and positive ions in the detector;

- (2) The mean collection time, τ , is small compared to the time constant, RC , of the preamplifier input circuit;

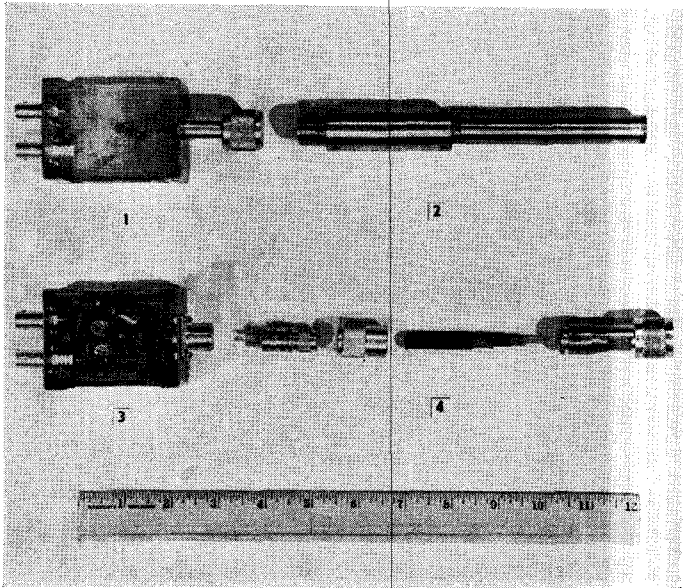


Fig. 3
Pulse-ionization-type preamplifier; construction details

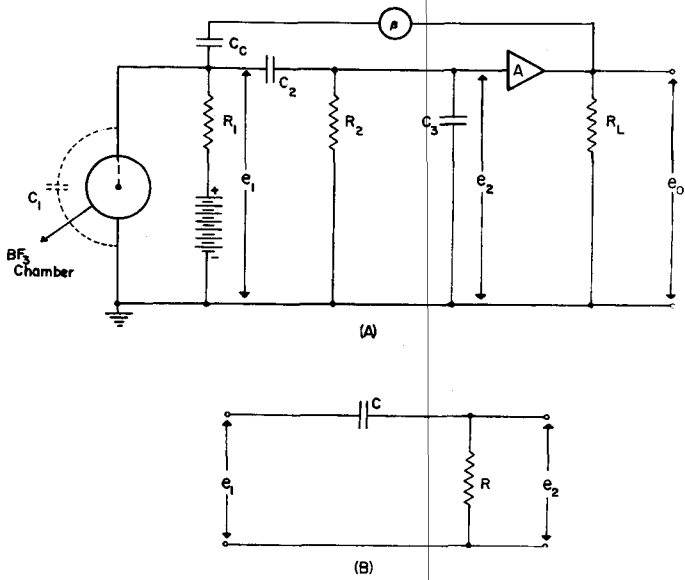


Fig. 4
Triaxial input-cable feedback; equivalent circuits

- (3) The transit time through the triaxial cable is short compared to mean collection time in the detector;
- (4) The amplifier rise time and transit time is short compared to the mean collection time in the detector.

In general, these assumptions are valid for triaxial cable lengths of 50 ft or less and permit the cable to be represented by a single lumped capacitance, C_c . Thus, in the equivalent circuit of Fig. 4 (A), C_c represents the total capacitance between the centre wire and the inner shield of the triaxial cable. As for the remainder of the symbols used in Fig. 4 (A), the triangle enclosing the letter "A" represents a non-inverting pulse amplifier with a voltage gain of "A" while " β " represents the fraction of the output of this amplifier which is fed back onto the inner shield of the triaxial cable. C_1 represents the capacitance of the detector; C_2 , the coupling capacitor between the centre wire of the cable and the amplifier input; and C_3 , the input capacitance of the amplifier. R_1 represents the high voltage dropping resistor; R_2 , the input resistance of the amplifier; and R_L , the output load-resistance across the amplifier.

The ratio of the input and the output-pulse voltages of the amplifier portion of Fig. 4 (A) is simply equal to the voltage gain of the amplifier, if assumption (4) is valid. Thus,

$$e_0 = A e_2 \quad (2)$$

where e_2 represents the input and e_0 , the output-pulse voltages of the amplifier. The pulse voltage, e_2 , delivered to the input of the amplifier is produced by R-C differentiation of the output pulse from the detector. The equivalent circuit of the input differentiating network is shown in Fig. 4 (B) in which C represents the total input-circuit capacitance, given by

$$C = C_1 + C_2 + C_3 + C_c(1 - A\beta) \quad (3)$$

and R represents the total input-circuit resistance, given by

$$R = R_1 R_2 / R_1 + R_2. \quad (4)$$

The ratio of the charge delivered by the detector, $q(t)$, to the pulse voltage, e_1 , at the input end of the differentiating network is equal to the total capacitance of the network. Thus,

$$q(t) = C e_1 = Q(1 - e^{-t/\tau}). \quad (5)$$

The general differential equation describing the behaviour of an R-C differentiating network like that of Fig. 4 (B) is very well known and is given by

$$\frac{de_2}{dt} + \frac{e_2}{RC} + \frac{de_1}{dt} = 0. \quad (6)$$

Combining equations (5) and (6) and integrating the result with respect to time yields an equation that describes the pulse delivered to the input of the amplifier is as follows:

$$e_2 = \left[\frac{QR}{RC - \tau} \right] \left[e^{-t/RC} - e^{-t/\tau} \right] \quad (7)$$

which has a maximum value of

$$e_2(\text{max}) = \left[\frac{QR}{\tau} \right] \left[e^{-t_1/\tau} \right] \quad (8)$$

which occurs at

$$t_1 = \left[\frac{RC}{RC - \tau} \right] \left[\ln(RC/\tau) \right] \quad (9)$$

where t_1 is the time required for e_2 to reach its maximum value. Combining equations (2) and (8) yields

$$e_0(\text{max}) = \left[\frac{AQR}{\tau} \right] \left[e^{-t_1/\tau} \right] = (\text{constant}) (e^{-t_1/\tau}). \quad (10)$$

It should be evident from the foregoing considerations that a triaxial input cable with feedback is superior to the conventional coaxial input cable. If the former is utilized instead of the latter in conjunction with a non-inverting pulse amplifier so that $A\beta$ is positive, the total input-circuit capacitance as given by equation (3) will be considerably reduced. This reduction in capacitance will, in turn, increase the maximum output-pulse voltage of the amplifier as given by equation (10) and will decrease the time required for the output pulse to reach this maximum value as given by equation (9). In other words, the triaxial-cable feedback system reduces the shunt-capacitance loading effects of a moderately long input cable to those which occur with a very short coaxial cable. Furthermore, this reduction in shunt capacitance also improves the signal-to-noise ratio. The reduction is evident from the fact that the signal-to-noise ratio (2), S/N , in the circuit of Fig. 4 (A) may be approximated by

$$\frac{S}{N} = \text{Constant}/C^{\frac{1}{2}}. \quad (11)$$

IV. Preamplifier performance

The high-voltage-powered preamplifiers which have been described in the preceding paragraphs have yielded excellent results with a variety of nuclear-radiation detectors. The scintillation type of preamplifier has been employed with scintillators for gamma rays, beta particles, alpha particles, fast neutrons and thermal neutrons. When scintillators for these various types of radiations are used in conjunction with a scintillation-type preamplifier, typical output pulses that are obtained are shown in photographs A through F of Fig. 5. These photographs were taken with a Polaroid Land camera of the pulses displayed on a type 545 Tetrax oscilloscope. The preamplifier arrangement, type of detector, type of radiation and oscilloscope settings for each of the photographs are listed in Table I. It is to be noted that photographs A and B indicate that the scintillation type of preamplifier will transmit a pulse over properly terminated coaxial cables of up to 500 ft in length with no distortion and with very little attenuation. The termination of the long cable in its characteristic impedance is required in order to prevent ringing.

Typical output pulses obtained with pulse-ionization detector preamplifiers used in conjunction with a BF_3 type of neutron detector are shown in photographs G through L of Fig. 5. Photographs G and H were obtained with the BF_3 detector connected directly to the preamplifier and photographs I through L were obtained with an input cable between the preamplifier and the BF_3 detector. A comparison of photographs J and K

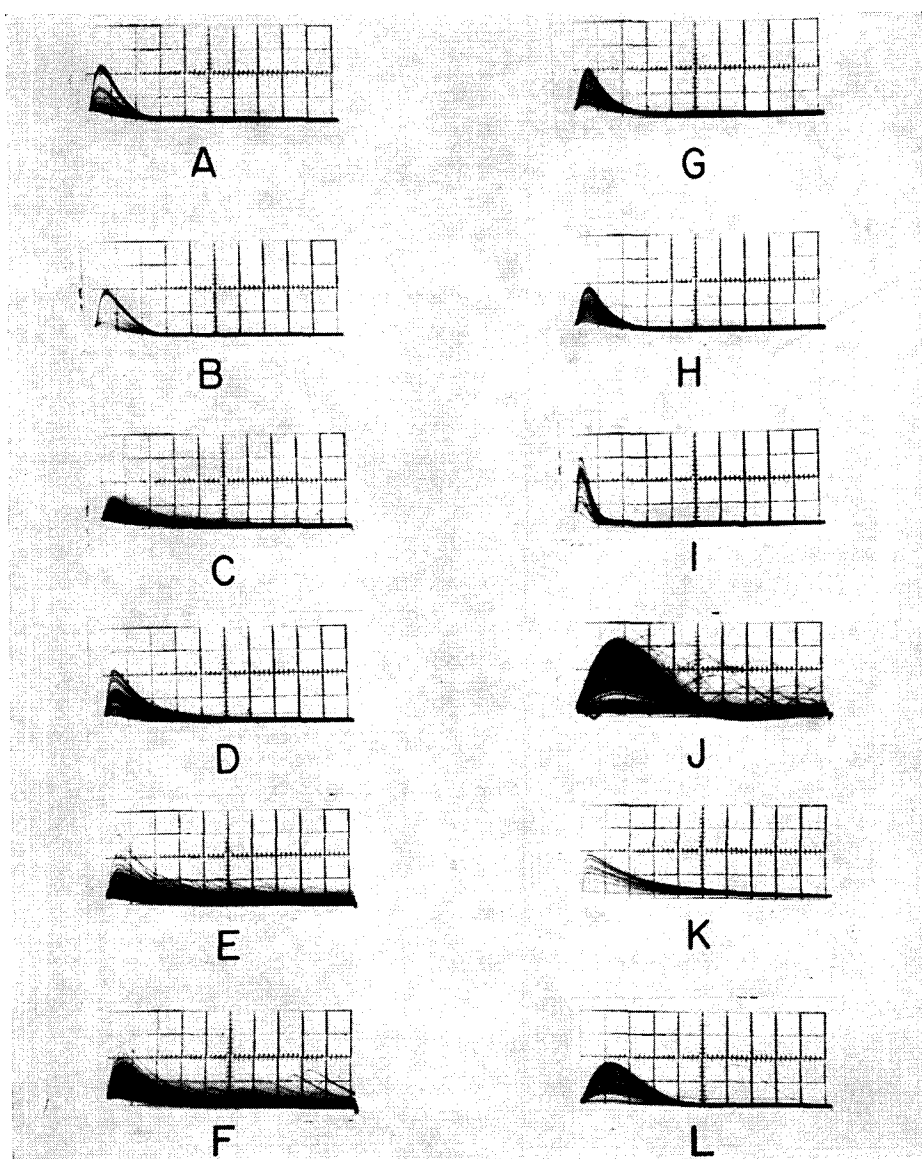


Fig. 5
Typical preamplifier output pulses

indicate that 50 ft of triaxial input cable with feedback produces a larger output pulse than that obtained with 10 ft of coaxial input cable. Furthermore, photograph L indicates that a preamplifier with 50 ft of triaxial input cable with feedback will successfully transmit a pulse over coaxial cables of up to 500 ft in length which are properly

terminated. The triaxial input-cable feedback system does, however, produce pulses with much longer rise times than does a conventional coaxial input cable.

In conclusion, it is believed that the simplicity of the design of the high-voltage-powered preamplifiers, their excellent reliability and their adaptability will make them invaluable in any nuclear laboratory.

TABLE I
TABLE OF CONTENTS FOR FIGURE 5

Photo	Type of Radiation	Type of Detector	Scale V	Factors H	Circuit (Figure 1)	Cable Input	Length Output
A	γ	NaI(Tl)	500	2	A	None	10 ft, cx*
B	γ	NaI(Tl)	500	2	A	None	500 ft, cx*
C	β	Anthracene	20	2	A	None	10 ft, cx
D	α	ZnS(Ag)	100	5	A	None	10 ft, cx
E	n	H-ZnS(Ag)	100	5	A	None	10 ft, cx
F	n	B ¹⁰ -ZnS(Ag)	20	10	A	None	10 ft, cx
G	n	BF ₃	10	2	B	None	10 ft, cx
H	n	BF ₃	10	2	B	None	500 ft, cx
I	n	BF ₃	10	10	C	10 ft, tx	10 ft, cx
J	n	BF ₃	5	10	C	50 ft, tx	10 ft, cx
K	n	BF ₃	5	10	C	10 ft, cx	10 ft, cx
L	n	BF ₃	2	10	C	50 ft, tx	500 ft, cx*

V = Vertical scale in mV/division

H = Horizontal scale in μ s/division

cx = Coaxial cable, Amphenol type 21-291

tx = Triaxial cable, Amphenol type 21-527

* = Designates output cables terminated with a 50- Ω resistor

REFERENCES

- [1] HUNTER, P. L., "Handbook of Semiconductor Electronics", McGraw Hill (1956), 15—34.
- [2] BAUM, J. J., "Transmission of Fission Chamber Pulses Through Long Cables", XDC-60-8-70, General Electric Co. (1960).

TRANSISTOR PRECISION PULSE-SHAPER WITH SHORT RECOVERY TIME

I. DE LOTTO

EUROPEAN ATOMIC ENERGY COMMUNITY

CCR, ISPRA

ITALY

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

Transistor precision pulse-shaper with short recovery time. A pulse-shaper with a short recovery time is very often necessary in nuclear electronics. The pulse-shaper which has the lowest recovery time is the one-shot multivibrator with RC timing-network. This type of timing network and the influence of transistor characteristics on the performance of this circuit are analysed. Some circuit modifications are suggested for obtaining (1) a pulse-width precision better than 2% without the need for individual adjustments and (2) a pulse-width stability better than 1% over a 20°C temperature range. The circuit is so designed that use is allowed of transistors with a low base-emitter inverse-voltage like that of most of the fastest types.

Dispositif de haute précision pour la mise en forme des impulsions, à transistors et à faible temps de récupération. Un dispositif de mise en forme des impulsions, à faible temps de récupération, est fréquemment indispensable en électronique nucléaire. Le dispositif ayant le temps de récupération le plus faible est le multivibrateur à un seul coup muni d'un système de synchronisation RC. L'auteur analyse ce système de synchronisation et les effets des caractéristiques des transistors sur le rendement du circuit. Il propose d'apporter au circuit certaines modifications en vue d'obtenir: 1° une largeur d'impulsion d'une précision supérieure à 2% sans qu'il soit nécessaire de procéder à divers ajustements, et 2° une largeur d'impulsion d'une stabilité supérieure à 1% sur une gamme de température de 20°C. Le circuit est conçu de telle manière qu'il permet d'utiliser, comme pour les circuits ultra-rapides, des transistors à tension inverse base-émetteur faible.

Транзисторный точный формирователь импульсов с коротким временем восстановления. Формирователь импульсов с коротким временем восстановления часто необходим в ядерной электронике. Формирователем импульсов с наиболее коротким временем восстановления является короткий мультивибратор со схемой хронирования RC. Проанализированы данный вид схемы хронирования и влияние характеристик транзистора на работу этой схемы. Предложены несколько изменений схемы для достижения 1) точности ширины импульса больше, чем на 2%, без необходимости индивидуальных приспособлений и 2) стабильности ширины импульса больше, чем на 1%, при температуре свыше 20°C. Схема рассчитана таким образом, что допускается использование транзисторов с обратным напряжением эмиттера с низкой основой подобно тому, как это наблюдается у большей части транзисторов.

Formador de impulsos de precisión, transistorizado, de corto tiempo de recuperación. En electrónica nuclear es a menudo necesario un formador de impulsos de corto periodo de recuperación. El formador de impulsos de periodo de recuperación más breve es el univibrador con periodo determinado por una RC. Se estudia este circuito y la influencia de las características de los transistores en su funcionamiento. Se sugieren algunas modificaciones para obtener 1) una precisión en la anchura de los impulsos superior al 2%, sin necesidad de ajustes sucesivos y 2) una estabilidad de la anchura de los impulsos superior al 1%, para variaciones de 20°C en la temperatura. Las características del circuito son tales que se pueden utilizar transistores de baja tensión inversa base-emisor, por lo que pueden emplearse la mayor parte de los tipos de transistores rápidos.

A precision pulse-shaper with a short recovery time is very often necessary in nuclear electronics. The most popular and most versatile transistor pulse-shaper is the blocking oscillator. Its main disadvantage is its long recovery time. Many solutions to our problem are discussed in technical papers [1—3], but the precision is generally reached in circuits with a long recovery time.

Transistors have a low input-impedance, they store in the base region a charge that is large and moreover differs strongly from one transistor to another and the input-impedance at cut-off is very temperature-dependent. Therefore the transistor pulse-shapers generally have poor characteristics. These instabilities may be reduced by the use of RCL-type timing circuits.

A simple and useful idea to overcome the temperature-time instabilities has been put forward by HAMILTON [4]. The circuit is the well-known emitter-coupled, one-shot multivibrator with the timing network in the base circuit. The author substitutes R_2 (see Fig. 1) with an inductive element so that the I_{CO2} variations with temperature are ineffective upon the output-pulse duration. But the timing circuit is then an RCL type.

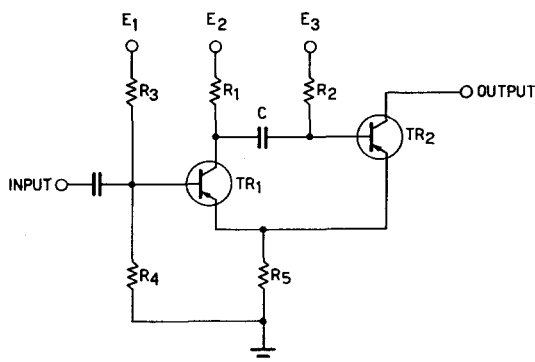


Fig. 1
Schematic of the studied circuit

In the circuit proposed by J. J. SURAN [5] the output-pulse duration is dependent on the current gain of the transistors and presents a trailing-edge jitter as the result of noise, transistor thermal effects and bias-supply-variations. Most of these deficiencies must be attributed to simple RC timing-network and in order to obtain a substantial improvement the author proposes an RCL timing-network.

The recovery time is the time during which the energy stored in the whole circuit at the end of the output pulse is reset to the rest value. In order to reset the energy stored in an inductance by applying a voltage pulse in a short time, the amplitude of this pulse must be correspondingly high. But this voltage pulse is limited by the parasitic capacity of inductors and of other components (barrier capacities of junctions) and by the rather low breakdown voltages of transistors. The resetting of electrostatic energy has not these difficulties because the inductance in series with the capacitors is really negligible and the transistors may carry all the current that is necessary. The emitter-coupled one-shot multivibrator with an RC timing network is then the best circuit for achieving short recovery times because it has only one electrostatic energy-storing

element, the timing network, that is used also as the AC coupling of the feedback loop while the other coupling is DC.

The purpose of this note is then to discuss the results of the analysis of the basic circuit (see Fig. 1) in order to find what circuit modifications are necessary for obtaining a good performance with RC-type circuits.

The characteristic phenomena and the spread of the parameters of the transistor and in particular those affecting the threshold level, the pulse-width stability and precision and the reproducibility must be taken into account. The analysis of the circuit [6] of Fig. 1 shows that the time-duration of the output pulse is affected by:

- (a) The spread of common-base radian-cut-off frequencies of TR_2 . During the first transient the diffusion charge and the charge stored in junction capacitance of TR_2 must leak off through the capacitor C , so that at the end of the first transient the voltage across the capacitor C is dependent on the spread of the common-base radian-cut-off frequencies of TR_2 . The percentage-change in the output-pulse-duration is nearly the same as the percentage change in the swing of the voltage across the capacitor C during the pulse.
- (b) The variations and spread of I_{CO1} . The value of I_{CO} at a given temperature and the influence of the base-collector voltage over the variation of I_{CO} , due to temperature variations, differ from one transistor to another. The variation in I_{CO1} flowing in the input resistors R_3 , R_4 causes a variation in the base-voltage of TR_1 . The time-duration of the pulse changes, first owing to the variation of the collector current of TR_1 and second because of the corresponding variations in the "snap-back" voltage. These two effects act to increase the duration of the pulse with temperature.
- (c) The variations and spread of I_{CO2} . At rest these cause variations of the base-voltage of TR_2 and then of the voltage across C . During the pulse I_{CO2} flows through the timing-network. These two phenomena affect the duration of the output pulse in an opposite way, but the influence of the latter is larger than that of the former. The overall effect is a decrease of the time-duration of the pulse with increasing temperature.
- (d) The spread of the current gain β . At rest the base-voltage of TR_2 is affected by β_2 and then the trigger level; the voltage across C and the pulse-duration are dependent upon β_2 . β_1 affects the pulse duration in the same way as I_{OC1} does.
- (e) Of course, in addition, well-known factors which affect the operation of the corresponding vacuum-tube circuit must be considered.

The effects of I_{CO1} and β_1 variations and spread may be reduced to negligible proportions by making the parallel resistance R_1 of R_3 and R_4 sufficiently low.

The effects of ω_{a2} , I_{OC2} and β_2 spread and variations are minimized by the circuit of Fig. 2. The adopted solution consists of isolating the timing network from TR_2 during both the first transient and the pulse. This is obtained with the diode D_1 (it must be chosen for low-leakage current and low-storage charge) and, at rest, clamping the base of TR_2 with the diode D_2 . The coupling between the collector of TR_1 and the base of TR_2 during the first transient is made by capacitor C_1 so that the capacitor C of the timing network discharges only the diode D_1 while the base of TR_2 and D_2 are discharged by C_1 . Diode D_1 is cut off throughout the unstable state, preventing the I_{CO2} from flowing through the timing network. Naturally $C_1 R_6$ must be lower than CR .

This solution also allows the use of a transistor with a low base-emitter breakdown-voltage like most of the fastest types. The regeneration loop time-constant is very

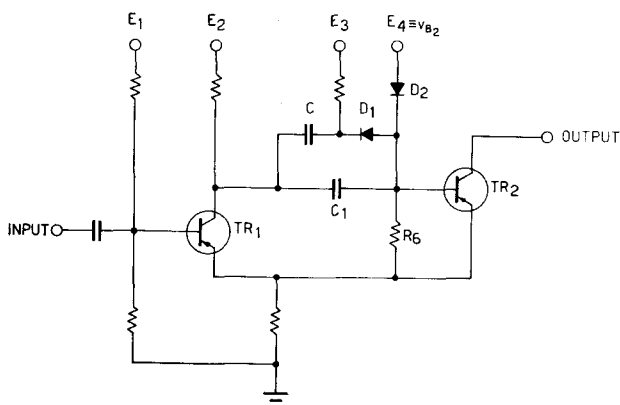


Fig. 2
Schematic of the modified one-shot multivibrator

dependent upon the large signal characteristics of TR_2 and the use of a diffused base transistor allows fast regeneration times.

Many monostable multivibrators were designed according to the analysis developed above. They have to be used in the nuclear electronics transistor system [7] built in our laboratory.

The measured pulse-duration was a linear function of C with a good approximation down to $0.8 \mu s$. The non-linearity at shorter times is due to the interaction of condenser C_1 with the condenser C in Fig. 2. The trailing-edge jitter of the output pulse at the higher values of the pulse durations is minimized by using only the linear part of the exponential decay or by linearizing the decay (the linearization of the decaying) of the voltage across the condenser C . The temperature tests have given a pulse stability better than 1% between $25^\circ C$ and $45^\circ C$. The reproducibility in pulse duration over ten circuits, built with transistors with a wide spread of parameters, has been better than 2% against 10% for a similar circuit without the diodes D_1 and D_2 . It is then possible to have good pulse-precision and reproducibility without necessitating individual adjustments of the circuits.

The advice and aid of G. Giannelli and A. Termanini are gratefully acknowledged.

REFERENCES

- [1] JOHNSON, K. C., "Multivibrators with wide mark-to-space ratio", *Elec. Engng* (1958) 614.
- [2] JACKETS, A. E., "Multivibrator circuits using junction transistors", *Elec. Engng* (1956) 184.
- [3] HAMILTON, "A transistor pulse generator for digital systems", *Proc. IRE-EC* (1958) 244.
- [4] HAMILTON, "A transistor univibrator with stabilized pulse duration", *IRE Trans. CT5* (1958) 69.
- [5] SURAN, J. J., "Transistor monostable multivibrators for pulse generation", *Proc. IRE 46* (1958) 1260.
- [6] De LOTTO, I., *Alta Frequenza* XXX, 5 (1961).
- [7] GIANELLI, G., MANDL, V. and STANCHI, L., "The Transistor counting chain of ISPRA", Report CNI-78 (1961).

DISCRIMINATEUR D'AMPLITUDE TRANSISTORISÉ 10 MÉGAHERTZ

J. L. LECOMTE ET R. ALLEMAND

CENTRE D'ÉTUDES NUCLÉAIRES DE GRENOBLE

FRANCE

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

10-MHz transistorized pulse-height discriminator. The paper describes a transistorized pulse-height discriminator with a resolving time of 100 ns.

It is composed of a discriminator and a wave-shaping stage delivering standard negative pulses of 4 V and 60 ns. It covers a range of 0.5 V to 10 V for a pulse length of 40 ns. The triggering precision and the temperature and time drifts are approximately of 20 mV.

Discriminateur d'amplitude transistorisé 10 MHz. Les auteurs décrivent un discriminateur d'amplitude transistorisé dont le temps de résolution est de 100 ns.

Il est constitué d'un étage de discrimination et d'un étage de mise en forme délivrant des impulsions normalisées négatives (amplitude, 4 V; durée, 60 ns) et analyse des impulsions négatives dans une dynamique de 0,5 V à 10 V pour des durées de 40 ns. La précision de déclenchement et les dérives en température et dans le temps sont de l'ordre de 20 mV.

Амплитудный дискриминатор на полупроводниках в 10 мегагерц. Авторы описывают амплитудный дискриминатор на полупроводниках, разрешающее время которого равняется 10 наносекундам.

Он состоит из дискриминационного каскада и каскада формирования импульсов, испускающего отрицательные стандартные импульсы (амплитудой, 4 В — длительностью, 60 нс). Он анализирует отрицательные импульсы в пределах от 0,5 В до 10 В для продолжительности в 10 наносекунд. Точность срабатывания и температурные и временные дрейфы равняются приблизительно 20 мВ.

Discriminador de amplitudes transistorizado, de 10 MHz. Los autores describen un discriminador de amplitudes transistorizado, cuyo tiempo de resolución es de 100 ns.

Está constituido por una etapa discriminadora y otra conformadora que emite impulsos normalizados negativos de 4 V de amplitud y 60 ns de duración. El discriminador analiza impulsos negativos en gama de valores comprendida entre 0,5 V y 10 V para una duración de 40 ns. La precisión de disparo, así como la deriva en la temperatura y en el tiempo son del orden de los 20 mV.

Description

Le discriminateur proprement dit (fig. 1) est constitué par un amplificateur différentiel $Q_1 - Q_2$ de gain 10 et de bande passante 20 MHz.

Le seuil est assuré par la diode D_1 entre collecteurs de Q_1 et Q_2 ; on a ainsi une meilleure définition des seuils, puisque la caractéristique de diode, vue de l'entrée, est divisée par la pente des transistors. Cette pente est stabilisée par R_3 et R_6 .

Une difficulté réside dans le passage capacitif de fronts de l'ordre de la nanoseconde, pouvant provoquer, pour des impulsions de forte amplitude, un déclenchement du monostable. Afin d'y remédier, le couplage des émetteurs du différentiel est assuré par la diode D_2 . De plus, Q_1 est alimenté au repos par le générateur de courant Q_3 ; on compense ainsi l'effet de la capacité base-collecteur de Q_1 .

La diode D_3 protège la jonction émetteur-base de Q_2 et compense la dérive thermique de D_2 .

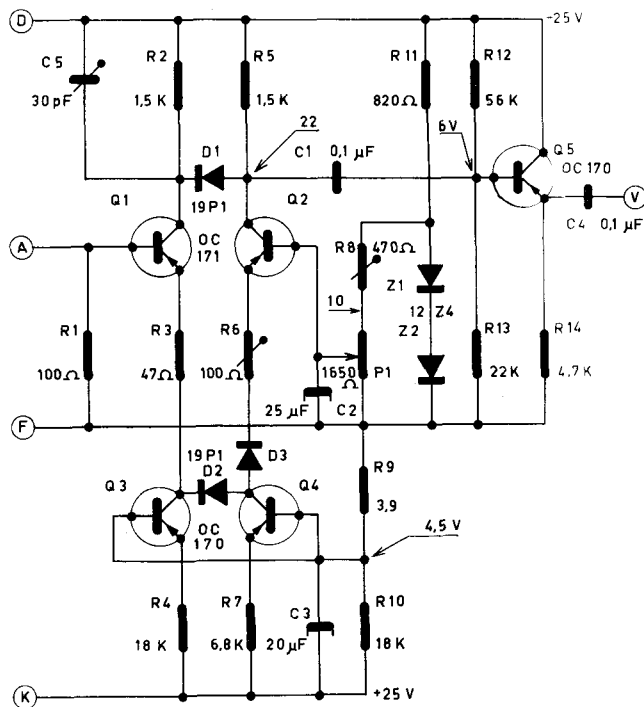


Figure 1
Schéma du discriminateur.

L'étage de mise en forme (fig. 2) est un monostable, dans lequel la capacité de couplage classique est remplacée par un transformateur afin de permettre des durées de 50 ns.

Au déclenchement, Q_3 se bloque et le transformateur oscille librement, définissant l'impulsion de sortie (fig. 3). Lors du retour aux conditions initiales, Q_3 conduit et amortit le transformateur définissant une durée de récupération égale à celle de l'impulsion.

La plage de déclenchement de cet étage est de 500 mV à 5 V.

Performances

GAMME D'ANALYSE

Les mesures faites avec des impulsions de 40 ns ont donné des résultats parfaitement linéaires de 300 mV à 10 V (fig. 4).

L'amplitude minima est de 100 mV, l'amplitude maxima de 14 V.

STABILITÉ DES SEUILS

En fonction du temps. Le montage atteint son équilibre thermique en un quart d'heure; les fluctuations rapides sont de 10 mV.

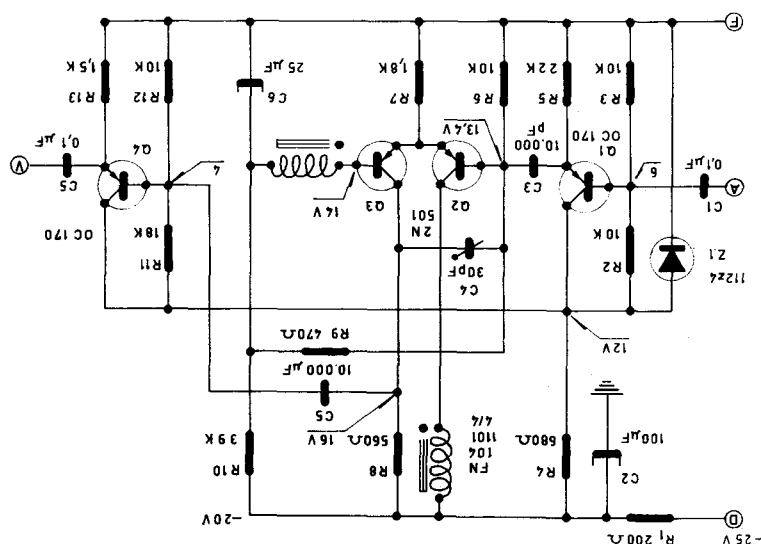


Figure 2
Schéma du circuit de mise en forme.

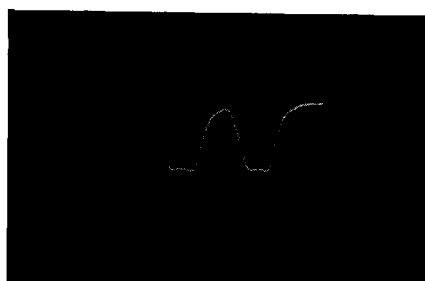


Figure 3
Formes d'ondes.
2 V/div, 20 ns/div

En fonction de la température. On constate un fonctionnement correct entre -15°C et $+50^{\circ}\text{C}$. La dérive thermique entre 10°C et 40°C est de l'ordre de $1\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$.

En fonction des tensions d'alimentation. Une régulation de 1% est suffisante pour assurer une dérive des seuils inférieure à 10 mV.

TEMPS DE RÉOLUTION

Mesuré avec deux impulsions déphasables à récurrence faible, ce temps est de 100 ns (fig. 3 et 5).

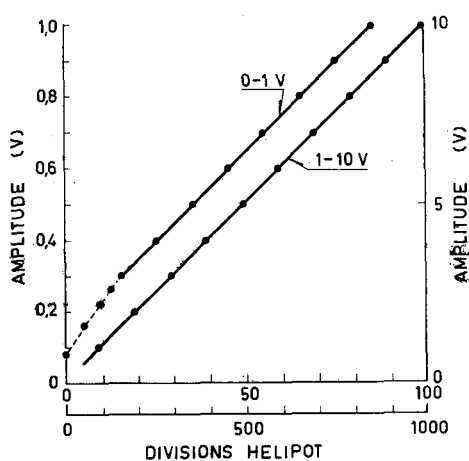


Figure 4
Linéarité.

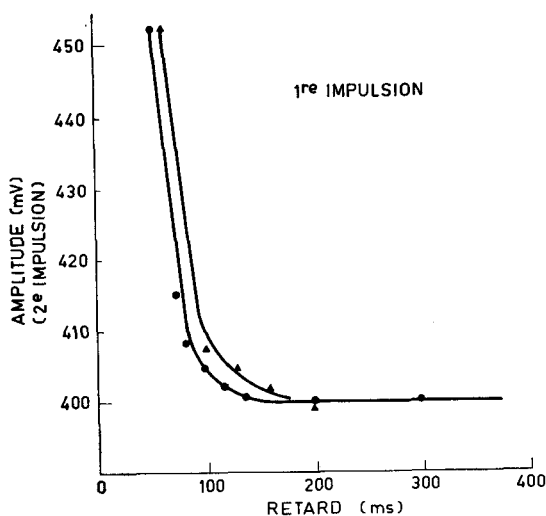


Figure 5
Temps de résolution.
● 500 mV ▲ 5 V

En présence d'un «fond» à 1 MHz, et pour un temps de résolution de 100 ns, la dérive des seuils est de 500 mV pour 5 V d'amplitude du «fond HF».

SENSIBILITÉ

La courbe amplitude-durée de l'impulsion de déclenchement (fig. 6) permet d'assurer un fonctionnement satisfaisant pour des durées de 10 ns.

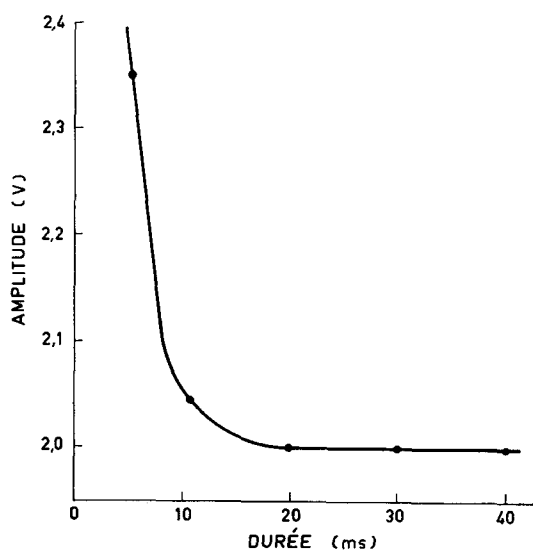


Figure 6
Sensibilité.

L'incertitude de déclenchement est de 1 mV pour 1 V de seuil et de 3 mV pour 9 V.

RETARD AU DÉCLENCHEMENT

Donné par la figure 7.

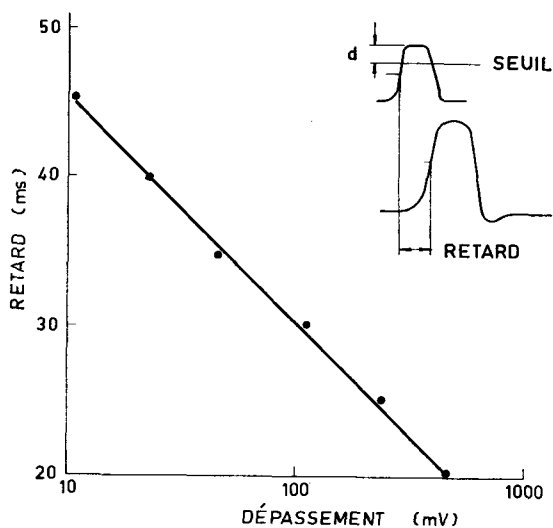


Figure 7
Retard au déclenchement.

Conclusion

Ce discriminateur a un très bon comportement à fréquence de récurrence élevée, et il est particulièrement stable.

Il est associé à une décade transistorisée de 10 MHz afin d'attaquer les échelles de comptage classiques.

PULSE-AMPLITUDE MULTIPLIERS USING LOGARITHMIC AMPLITUDE-TO-TIME CONVERSION

M. KONRAD

INSTITUT RUDJER BOŠKOVIĆ, ZAGREB

YUGOSLAVIA

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

Pulse-amplitude multipliers using logarithmic amplitude-to-time conversion. The accuracy and limitations of multipliers based on logarithmic amplitude-to-time conversion using RC pulse stretchers are discussed with respect to their application for determining whether the amplitude product of two coincident pulses has a given value. Some possible circuits are given.

Amplificateurs d'impulsions utilisant une conversion logarithmique temps-amplitude. L'auteur étudie la précision et les limitations des amplificateurs fondés sur la conversion logarithmique temps-amplitude et utilisant des allongeurs d'impulsions RC, afin d'établir si ces appareils peuvent servir à déterminer la valeur du produit des amplitudes de deux impulsions coïncidentes. Il décrit en outre plusieurs circuits possibles.

Об умножителях амплитуды импульсов с использованием логарифмического преобразования амплитуды во время. Обсуждаются предел погрешности и ограничения умножителей, основанных на логарифмическом преобразовании амплитуды во время, с использованием расширителей импульсов RC; это делается в связи с их применением для выяснения вопроса о том, имеет ли определенную величину произведение амплитуд двух совпадающих импульсов. Приводятся некоторые возможные блок-схемы.

Multiplicadores de amplitud de impulso usando una conversión logarítmica de amplitud en tiempo. La memoria discute la precisión y limitaciones de los multiplicadores basados en la conversión logarítmica de amplitud en tiempo empleando circuitos alargadores de resistencia-capacidad en relación con su aplicación para determinar si el producto de las amplitudes de dos impulsos coincidentes tiene un valor determinado. Indica algunos circuitos posibles.

I. Introduction

Several systems for determining the amplitude product of two coincident pulses have been described, which are based on a multiplication matrix, on amplitude-to-time conversion controlling integrators, on the subtraction of squares, and on performing multiplication by the addition of logarithms obtained with diodes or transistors. Multiplication can be also performed by the addition of conversion times of logarithmic amplitude-to-time converters, which has the advantage that such a conversion can be performed using linear elements and is not much influenced by temperature and other factors. In the following sections the characteristics, errors and limitations of multipliers, based on the latter principle, are discussed.

II. Logarithmic amplitude-to-time conversion

Logarithmic amplitude-to-time conversion is based on the exponential condenser-voltage drop when discharged through a resistance. The time required for the condenser voltage E_c to drop from its value E to E_0 is equal to

$$t_n = \tau \ln \frac{E}{E_0}$$

where τ is the time constant of the resistance-condenser combination. t_n is the amplitude-to-time conversion time if E is the amplitude of the pulse. For $E < E_0$ $t_n = 0$.

Fig. 1 shows a simple converter based on the above principle. The pulse is applied to the plate of the diode D. Through the diode the condenser C is charged approximately to the amplitude of the pulse. The actual conversion starts with the trailing edge of the pulse, when the diode-plate voltage falls below the voltage on the condenser. The Schmitt trigger circuit, STC, is brought into its quasi-stable state when, during the charging of the condenser, its voltage E_c exceeds E_0 and returns to its stable state when, during the discharge, E_c drops to E_0 . The time interval within which the STC is in its quasi-stable state is thus the conversion time t_n plus a time t which depends on the pulse length, shape and other properties. To better define the pulse shape and the conversion time, a pulse-shaper, PS is used to shape the pulse so that it has a steep trailing edge, which either starts with an external pulse applied to (a), or at its start gives a pulse at the output (b). The conversion time is then the time interval between the pulse on (a) or (b) and the trailing edge of the output voltage of the STC.

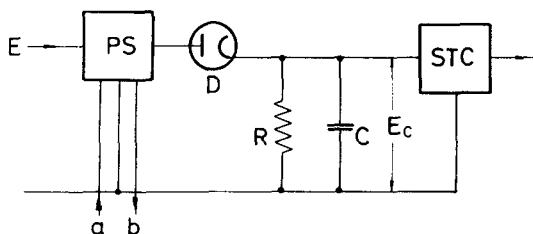


Fig. 1

A logarithmic amplitude-to-time converter.
PS: pulse shaper, STC: Schmitt trigger circuit.

III. Multiplier characteristics and errors

When considering the multiplier characteristics one must take into account the fact that the pulses are, in most cases, applied to the converters through an amplifier, so that there is an upper amplitude-limit E_L due to non-linearities in the amplifier (or in the converter). Assuming that both converters and amplifiers have the same properties, and that both pulse amplitudes satisfy the condition $E_0 < E < E_L$, the multiplication time is

$$T_m = t_{n1} + t_{n2} = \tau \ln \frac{P}{E_0^2} = \tau \ln M$$

where $P = E_1 \times E_2$ is the amplitude product. $M = P/E_0^2$ is the relative product, which shows how many times is P larger than the minimum possible product E_0^2 . The maximum possible value of M , $M_x = (E_L/E_0)^2$, is an important quantity which characterizes the multiplier as it gives the maximum-to-minimum product ratio which can be determined with the multiplier.

With respect to the maximum linear conversion time t_{nL} ($E = E_L$) and T_m the multiplication can be divided into two regions, the lower for $0 < T_m < t_{nL}$ and the upper for $t_{nL} < T_m < 2 t_{nL}$, or what is the same for $E_0^2 < P < E_0 E_L$ or $1 < M < \sqrt{M_{\max}}$ and $E_0 E_L < P < E_L^2$ or $\sqrt{M_{\max}} < M < M_{\max}$. A given product P can be obtained only if the values of E are within the limits $E_{\min}(P)$ and $E_{\max}(P)$ which are functions of P . The quotient $Q = E_{\max}(P)/E_{\min}(P)$ is the most important quantity of the multiplier, as it gives the amplitude ratio within which the product P can be obtained with the multiplier. For the lower region we obtain

$$\begin{aligned} E_{\min}(P) &= E_0 & E_{\max}(P) &< E_L \\ Q &= P/E_0^2 = M \end{aligned}$$

and for the upper region

$$\begin{aligned} E_0 &< E_{\min}(P) < E_L & E_{\max}(P) &= E_L \\ Q &= E_L^2/P = M_x^2/M. \end{aligned}$$

The maximum value of Q , $Q_x = E_L/E_0 = \sqrt{M_x}$ is obtained for $T_m = t_{nL}$, i.e. at the limit between the two regions.

When operating in the lower region the only condition that T_m corresponds to P is $E > E_0$, so that the multiplier should be operated in this region whenever possible. This is always possible if the multiplier is used only for determining whether or not the amplitude product has a given value. The operation in the upper region would have no sense in this case, as the converter amplitude-range from E_0 to E_{\min} is not then used and an additional discrimination system for $E > E_L$ is required (or $E < E_0$ replaced by $E < E_{\min}$).

The actual multiplication time which is measured is

$$T_M = T_m + t_1 + t_2$$

where t_1 and t_2 are additional converter times due to delays and other effects in the converters which may be influenced by jitter, by the pulse amplitude, or by the degree of coincidence, etc. For the determination of the multiplication accuracy, the changes of all variables and parameters in the above equation have to be considered by forming the total differential of T_M . This gives

$$\Delta T_M = \Delta \tau_1 \cdot \ln \frac{E_1}{E_0} + \Delta \tau_2 \cdot \ln \frac{E_2}{E_0} + \tau \frac{\Delta P}{P} - \tau \frac{\Delta E_{01} + \Delta E_{02}}{E_0} + \Delta t_1 + \Delta t_2.$$

The maximum error is the sum of the absolute values of all terms. As the maximum absolute values of $\Delta \tau$ and ΔE_0 are the same for both converters it follows that, for the maximum relative multiplication error,

$$\left| \frac{\Delta P}{P} \right|_t = \left| \frac{\Delta P}{P} \right| + 2 \left| \frac{\Delta E_0}{E_0} \right| + \ln M \left| \frac{\Delta \tau}{\tau} \right| + \frac{\ln M}{T_m} (|\Delta t_1 + \Delta t_2| + |\Delta T_M|)$$

where ΔT_M is the multiplication-time determination error.

The first term $\left| \frac{\Delta P}{P} \right|$ is the non-linearity error equal to $\frac{\Delta E_1}{E_1} + \frac{\Delta E_2}{E_2}$. This error

limits the maximum value of E to E_L due to the distortion in the amplifier and also the minimum value of E , since for small amplitudes the relative voltage drop on the converter diode in Fig. 1 may be large.

The second term gives the influence of the discrimination-level (E_0) variations. This error may also set the lower limit of E_0 since ΔE_0 is in fact a DC drift in the discrimination circuit which cannot be reduced below a certain value.

The third term gives the influence of the relative time-constant changes $\left| \frac{\Delta \tau}{\tau} \right|$ and is proportional to $\ln M$. This error may set the limit of the maximum obtainable relative product-ratio which can be achieved with a given $\frac{\Delta \tau}{\tau}$. As $\ln M$ is also a function of the amplitude-ratio Q , and is $\ln Q$ for the lower region and $\ln(Q^2_x/Q)$ in the upper region, the error given by this term may limit the maximum value of Q which can be obtained. As for the same Q $\ln M$ is always smaller in the lower region, the operation in this region must be preferred. To illustrate this, $\ln M$ as a function of Q is given below for the lower region, and also for the upper region for $Q_x = 10$ (Table I).

TABLE I
 $\ln M$ AS A FUNCTION OF Q

Q		1	2	5	10	20	50	100
$\ln M$	lower region	0	0.7	1.6	2.3	3.0	3.9	4.6
	upper region	4.6	3.9	3.0	2.3			

The fourth term gives the influence of time variations Δt_1 and Δt_2 of the converters and of the multiplication-time determination error ΔT_M . The influence of these errors is proportional to the quotient $\ln M/T_m = \frac{1}{\tau}$ so that this error determines the minimum multiplication time T_m with respect to the required M or Q . By increasing T_m this term reduces to $\ln M \times \Delta T_M/T_m$, i.e. it is proportional to the relative error of the multiplication-time determination.

As an example, the errors of the multiplier shown in Fig. 3 will be discussed. For $Q = 5$ ($E_{\min} = 15$ V, $E_{\max} = 75$ V) this multiplier has a multiplication time $T_m = 10$ μ s.

For this $P \left| \frac{\Delta P}{P} \right| < 2\%$, $2 \left| \frac{\Delta E_0}{E_0} \right| < 1\%$, $\ln M \left[\left| \frac{\Delta \tau}{\tau} \right| + \left| \frac{\Delta i}{i} \right| \right] < 2\%$ ($\frac{\Delta i}{i}$ has to be added as $i \times T_M$ is measured in this circuit) and

$(|\Delta t_1 + \Delta t_2| + |\Delta T_M|) \times \frac{\ln M}{T_m} < \left(\frac{0.2}{10} + 1\% \right) \times \ln M = 5\%$, which gives a maxi-

mum multiplication error of 10%. A reduction of Q by a factor of 2 to $Q = 2.5$ would reduce the error below 7% ($T_m = 10$ μ s), and an increase of the multiplication time to $T_m = 20$ μ s only to 9%. With no synchronization of the trailing edges of both pulses $|\Delta t_1 + \Delta t_2|$ would have the maximum value of 1.2 μ s (coincidence resolution 1 μ s),

which would increase the maximum error to 26%. In this case an increase of the multiplication time $T_m = 60 \mu s$ would be required to reduce the error to 10%.

IV. Multiplier circuits

In Fig. 2 the block diagram of a multiplication circuit is given where the logarithm of the amplitude product is proportional to the time difference between the pulses on output 1 and 2. The logarithmic amplitude to time-converters LAC 1 and LAC 2 are of the type shown in Fig. 1. The pulse-shaper of LAC 1 applies a square pulse of few microseconds length to the RC combination and gives on its output (b) the pulse 1 to mark the start of conversion and multiplication. The trailing edge of the output voltage of this converter starts the conversion in LAC 2. At the end of conversion in LAC 2, the trailing edge of its output voltage gives the end of multiplication-pulse 2. The start and the end of the multiplication pulses can be applied to a time-of-flight analyser which sorts and counts the number of events according to the logarithm of the amplitude product. If the multiplier is used only for the determination when the amplitude product has a given value, the pulse 2 is applied to the coincidence K, to which also is applied the pulse from the univibrator UV, which occurs with a given delay with respect to pulse 1. In this way on the output of K a pulse is obtained only if the multiplication time is equal to the delay of UV, i.e. if the amplitude product has a given value.

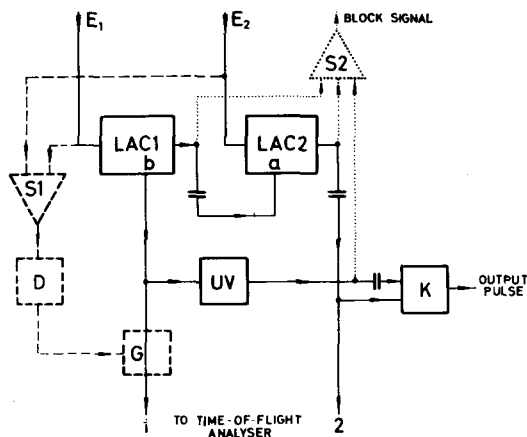


Fig. 2

Block diagram of a logarithmic multiplier.

LAC 1 and LAC 2: logarithmic amplitude-to-time converters, K: coincidence circuit, UV: univibrator, S1 and S2: OR circuits, D: pulse-height discrimination circuit, G: gate.

The circuit described so far can be applied only if the product is in the lower region. The required discrimination for $E < E_0$ is performed without additional elements. If the amplitude of either pulse is below E_0 the multiplication is not performed, as for $E_1 < E_0$ no start-pulse is applied to LAC 2 and for $E_2 < E_0$ there is no multiplication end-pulse 2. Since, in the first case no conversion start-pulse is applied to LAC 2, its pulse-shaper is designed to start the conversion without an external trigger after a somewhat longer time than that of the maximum multiplication.

To extend the multiplication range into the upper region, additional elements, shown with dotted lines in Fig. 2, are required to discriminate for $E > E_L$. The two input pulses are applied through the linear OR circuit S1 to the discriminator D, the output voltage of which blocks the gate G and prevents pulse 1 from being applied if either of the two voltages exceeds the maximum level.

The triple OR circuit S2 gives, on its output, a block signal if required, which indicates that the multiplier is not able to accept a new pair of pulses to perform the multiplication.

Fig. 3 shows a simple multiplication circuit which is used with a coincidence unit (1). This unit applies to the multiplier only pulses to be multiplied ($E > E_0$) which are shaped so that their trailing edges are coincident. It also gives a pulse which is coincident with the trailing edge of the former pulses, to mark the start of conversion. GCS are gated constant current sources which charge the condenser C_i with a constant current i if $E > E_0$. At the start of conversion the univibrator UV is triggered, so that the drop of its output voltage permits the condenser C_i to be charged to a voltage proportional to $T_M \times i$. After a time interval somewhat longer than the maximum conversion time, the univibrator UV returns to its normal state and discharges the condenser C_i through the resistance R_i . This discharge gives a pulse on R_i proportional to T_M which may be applied, for the product determination, to an amplitude analyser or a differential discriminator. The output voltage of UV also blocks the coincidence circuit. The condenser voltages can be used directly as gating voltages for GCS, since the change of E_c with time is always the same during the closing process (near $E = E_0$) so that in each conversion cycle the same additional charge is applied to C_i .

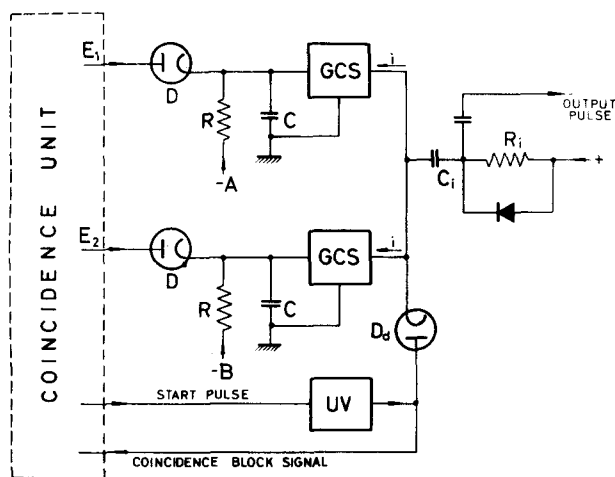


Fig. 3

A simple logarithmic multiplier.

GSC: gated constant current source, UV: univibrator.

The ends of resistors R are connected to negative potentials A and B and not to ground as in Fig. 1. These negative potentials change the conversion time t_{n1} from $\ln(E_1/E_0)$ into $\ln((E_1 + A)/(E_0 + A))$ and equivalently t_{n2} , i.e. add A to E_1 and B

to E_2 . This addition is required to compensate for the amplitude subtraction in the gates of the coincidence unit, and it becomes possible to perform the multiplication operation of the form $(E_1 + A) \times E_2$.

V. Conclusions

The multiplication of two amplitudes can be performed relatively easily and over a wide range by using logarithmic amplitude-to-time conversion. The time required to perform the multiplication increases with the required accuracy and the required range of amplitudes and is usually above $10 \mu\text{s}$. The relatively long multiplication time is, in most cases, unimportant, particularly if the pulses are applied to the multiplier via a coincidence unit, which only applies to them if they satisfy the multiplication criteria. If, in this unit, the pulses are also shaped, the design of the multiplier itself can become very simple. Multipliers using logarithmic amplitude-to-time conversion can be adapted easily to perform the operation $(E_1 + A)^n : (E_2 + B)^m$. The exponent difference can be obtained by making the conversion time-constants of the two converters different and the addition of constants is performed by putting the end of the resistors R on negative potentials.

REFERENCES

- [1] KONRAD, M. and TURKO, B., *Instrum. and Math.* **13** (1961) 29.

A PARTICLE IDENTIFICATION SYSTEM

F. UDO, R. F. RUMPHORST AND L. A. CH. KOERTS
INSTITUUT VOOR KERNPHYSISCH ONDERZOEK, AMSTERDAM
NETHERLANDS

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

A particle identification system. Particles of different charge Z and mass M resulting from a nuclear reaction can be distinguished by a measurement of the differential energy loss ΔE and the energy E . The product $\Delta E \times E$ is proportional to Z^2M times, a logarithmic term which contains M , Z and E . It is possible to construct a function based on the expression of the product, which does not depend on energy. The reaction products can be identified by analysing the output of an analogue circuit, which forms an approximation of the desired function. Such a circuit is presented here. Two logarithmic pulse amplifiers, two adding circuits and two attenuators are the essential parts of the system. The logarithmic behaviour of the two amplifiers is determined by the forward current characteristic of a diode.

Dispositif d'identification des particules. Il est possible d'identifier les particules de charge Z et de masse M différentes produites par une réaction nucléaire en mesurant la perte d'énergie différentielle ΔE et l'énergie E . Le produit $\Delta E \times E$ est proportionnel à Z^2M fois un terme logarithmique dans lequel figurent M , Z et E . Il est possible de construire une fonction d'après l'expression du produit, dans laquelle l'énergie n'intervient pas. On peut identifier le produit de la réaction en analysant la sortie d'un circuit analogique, qui donne une approximation de la fonction à déterminer. Les auteurs décrivent un tel circuit. Il comprend essentiellement deux amplificateurs logarithmiques d'impulsions, deux circuits d'addition et deux atténuateurs. Le comportement logarithmique des deux amplificateurs est obtenu à partir de la caractéristique de courant direct d'une diode.

Схема опознавания частиц. Образующиеся при ядерной реакции частицы с различными зарядами Z и различной массой M могут быть опознаны путем измерения дифференциальной потери энергии ΔE и энергии E . Произведение $\Delta E \times E$ пропорционально логарифмическому члену с множителем Z^2M , содержащему в себе M , Z и E . Можно построить независящую от энергии функцию, основанную на выражении этого произведения. Образующиеся при реакции продукты могут быть опознаны путем анализа выхода моделирующего устройства, которое приблизительно изображает желательную функцию. В докладе описывается это устройство. Два логарифмических усилителя импульсов, два счетных контура и два ослабителя являются важнейшими частями этой схемы. Логарифмическое действие обоих усилителей определяется характеристикой прямого тока диода.

Sistema de identificación de partículas. Las partículas con diferentes cargas Z y masas M que se originan en una reacción nuclear pueden distinguirse midiendo la pérdida diferencial de energía ΔE y la energía E . El producto $\Delta E \times E$ es proporcional a Z^2M multiplicando por un término logarítmico que contiene a M , Z y E . Es posible establecer una función, basada en la expresión del producto, que no dependa de la energía. Se pueden identificar los productos de reacción analizando la información procedente de un circuito analógico, que forma una aproximación de la función deseada. Los autores presentan un circuito de ese tipo. Las partes esenciales del sistema son dos amplificadores logarítmicos de impulsos, dos circuitos sumadores y dos atenuadores. El comportamiento logarítmico de los dos amplificadores queda determinado por la característica de corriente directa de un diodo.

I. Introduction

The differential energy loss of an ionizing particle in matter is described by BETHE *et al.* [1]. BLOCH [2] has modified their results and comes to the following expression:

$$-\frac{1}{N} \frac{dE}{dx} = \frac{2\pi z^2 e^4}{E} \frac{m}{m_e} Z \left\{ \ln E + \ln \frac{4m_e}{mZI_0} \right\} \quad (1)$$

with: N = number of atoms per cm^3 in the stopping material,

ze = charge of the ionizing particle,

m = mass of the ionizing particle,

Ze = nuclear charge of the stopping material,

I_0 = mean ionization energy of the stopping material,

m_e = electron mass.

It is shown by various authors [3] [4] that, by using this formula or an empirical one, it is possible to construct a function of E and $\frac{dE}{dx}$, which depends for a good approximation only on m and Z and not on the energy of the ionizing particle. It is therefore feasible, for example, to identify reaction products from a scattering process by measuring the differential energy loss and the energy of the particles, if a pulse circuit exists which forms such a function from the two pulse heights " E " and $\frac{dE}{dx}$ " obtained from a detection system.

It is the purpose of this paper to present such a function and the analogue circuit by which it is formed. Some results achieved with the circuit will be given.

II. Identifying function

Since it is not possible to measure $\frac{dE}{dx}$ experimentally, but only the energy loss ΔE in a thin sheet of material it is also necessary to take account of this fact in a practical formula.

From numerical work with the aid of range-energy tables it turned out that the following formula is useful under widely varying thicknesses of the $\frac{dE}{dx}$ detector:

$$F = (E_1 + \lambda \Delta E) \cdot \Delta E^\mu, \quad (2)$$

$E_1 = E - \Delta E$ = energy measured in the second detector,

λ and μ are adjustable parameters,

λ can be varied between 0 and 1, μ has to be chosen in the neighbourhood of 0.7.

Table I gives some results in the case of a CsI (Tl) crystal of 300μ as a $\frac{dE}{dx}$ detector.

λ is chosen to be 0.5, μ has been given two values: 0.74 and 0.67. For calculating ΔE the ORNL range energy tables of Aaron c.s. were used.

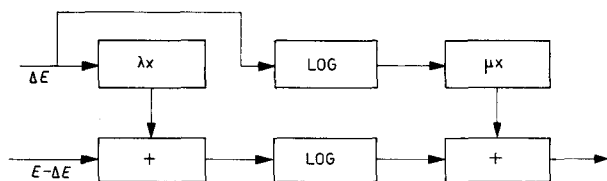


Fig. 1

Logical scheme to form the function: $\log \left[\{E + (\lambda - 1) \Delta E\} \Delta E^{-\mu} \right]$

TABLE I
CALCULATED RESULTS OF THE IDENTIFYING FUNCTION

Particle	E (MeV)	E (MeV)	F 0.74	F 0.67
Proton	7.0	5.2	15.6	14.2
	10.0	3.5	16.5	14.4
	15.0	2.4	16.8	13.9
	20.0	2.0	17.7	14.4
	25.0	1.7	18.0	14.8
	30.0	1.5	18.3	14.4
		$\Delta F = 10\%$		$\Delta F = 7\%$
Deuteron	9.0	6.7	24.1	21.4
	10.0	5.9	25.0	22.0
	15.0	4.2	28.2	23.5
	20.0	3.5	30.1	24.9
	25.0	2.7	28.1	22.9
	30.0	2.2	26.6	21.4
		$\Delta F = 25\%$		$\Delta F = 10\%$
Triton	10.0	9.9	32.7	29.3
	15.0	5.6	35.8	30.2
	20.0	4.5	37.8	31.5
	25.0	3.5	36.0	29.5
	30.0	3.0	35.7	28.8
		$\Delta F = 14\%$		$\Delta F = 8.4\%$
He ³	26.0	18.7	150	125
	30.0	14.0	143	116
	35.0	12.0	145	116
		$\Delta F = 5\%$		$\Delta F = 8\%$
He ⁴	27.0	22.4	174	145
	30.0	18.7	177	144
	35.0	15.0	174	141
		$\Delta F = 1.8\%$		$\Delta F = 3\%$

From Table I it can be seen that although $F_{0.67}$ is favourable the $F_{0.74}$ also gives good results. The parameter μ is therefore not very critical. The essential part of the analogue process which creates the identifying function F , consists of forming a broken power of ΔE and multiplying it by the expression between the brackets. This can be done with the aid of two logarithmic amplifiers. Fig. 1 shows the arrangement.

III. Simple logarithmic amplifier

When we draw a semi-log plot of the forward current characteristics of some semiconductor diodes, it is easy to see that the lines are straight over some distance. This is in agreement with the theoretical expression for the diode characteristic:

$$i = A(e^{\gamma v} - 1) \quad (3)$$

with: i = forward current through the diode

v = forward voltage on the diode

A and γ = constants of the diode.

In particular the characteristic of the OA9 (Fig. 2) gives a reasonable straight line between the 0.1 and 2.0-mA forward current.

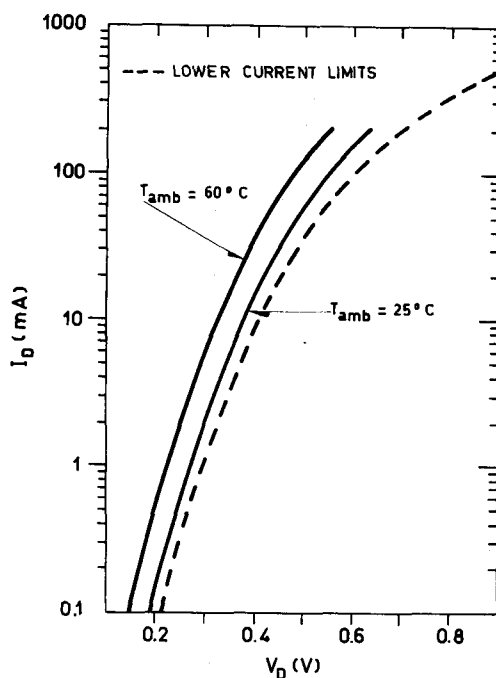


Fig. 2
Forward current characteristic of the OA 9

The variation of the line caused by temperature and aging effects are also shown in this Figure, which is taken from the manufacturer's specifications. From these data we quote the following numbers:

i	v_D	
20°C 0.1 mA	0.15 V	} $\Delta v_D = 0.11$ V
2.0 mA	0.26 V	
lower limits:	0.21 V	} $\Delta v_D = 0.11$ V
	0.32 V	
60°C 0.1 mA	0.09 V	} $\Delta v_D = 0.11$ V
2.0 mA	0.20 V	
lower limits:	0.15 V	} $\Delta v_D = 0.12$ V
	0.27 V	

From these numbers we conclude that the influence of temperature and aging effects are hardly felt on the slope of the characteristic in this current region.

Although semi-conductor devices are usually rather sensitive to temperature and aging effects it is possible in this case to construct a stable logarithmic amplifier because of the effect demonstrated above. A simple circuit along these lines consists of a linear amplifier serving as a current pulse generator loaded with a diode (Fig. 3).

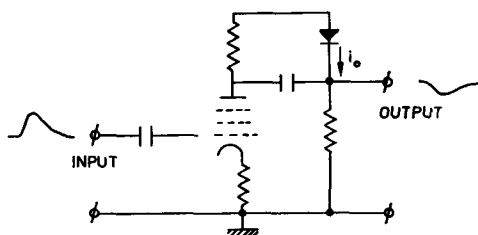


Fig. 3
Simple logarithmic amplifier

The speed of this circuit is determined by the speed of the diode: the nominal current-voltage characteristic is reached after $0.5 \mu\text{s}$ from the beginning of a current pulse. It is therefore necessary that the input pulses should last $1 \mu\text{s}$.

Although BRISCOE [5] reports unsatisfactory results with a similar circuit, the results obtained with the above-mentioned circuit show a satisfactory separation between protons and deuterons. The analogue circuit of Fig. 1 was constructed with the logarithmic amplifier just described, some cathode followers and resistor adding circuits.

The system was tested with the reaction products of 10 to 25-MeV deuterons, impinging on a polyethylene target. In Fig. 4 the resulting pulse-height distribution from the analogue circuit is displayed together with a representative pair of E and ΔE spectra. The ratio between the proton-peak height to that of the valley between proton and deuteron peak is 95 : 1. STOKES *et al.* [4] report a ratio of 125 : 1 in a case where proton and deuteron intensities were about equal.

The above-mentioned simple logarithmic device has two disadvantages:

- (1) The maximum duty cycle of the circuit is 0.5 to 1%, otherwise base-line shifts on the diode will seriously distort the characteristic of the amplifier; and
- (2) There is no possibility of compensating for the remaining non-logarithmic behaviour of the diode.

IV. Improved logarithmic amplifier

To improve the duty cycle of the simple device it would be advantageous to apply a base-line correction. Since it is not possible to measure the current in the diode it is necessary to make this correction on the voltage across the diode, but with this base-line correction we have a voltage stabilization across the diode instead of a current stabilization.

Fig. 2 shows that, with a stabilized voltage across the diode, the current varies a factor of 6 between the upper and lower limits of the characteristics for a temperature

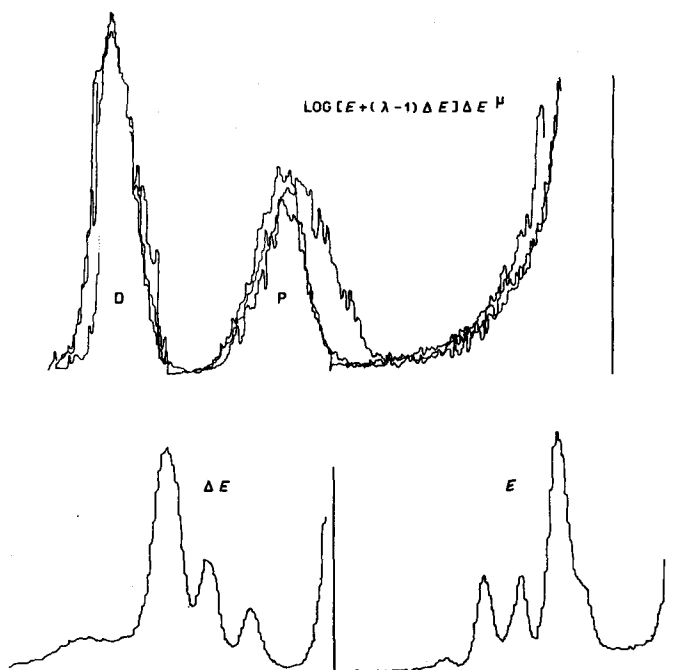


Fig. 4

Upper half: pulse-height distribution from the analogue circuit; Lower half: a pair of E_1 and ΔE spectra

change of 40°C . To overcome this, it is necessary to stabilize the working point of the diode. Therefore the temperature has been stabilized to $35^\circ \pm 1^\circ\text{C}$. The schematic of the improved logarithmic amplifier is drawn in Fig. 5.

Transistor 7 (OC 44) serves as a current pulse generator and the OA 9 is the logarithmic element loading it. Transistors 4, 5 and 6 form a difference amplifier coupled to the input of the OC 44 to stabilize the voltage across the diode. The output circuit consists of the transistors 8 and 9. The input characteristic of transistor 8 (OC171) is used to compensate for the non-logarithmic behaviour of the diode characteristic at high currents (above 5 mA).

The following adjustment procedure is followed when a new diode has to be installed in the logarithmic amplifier. In series with the diode a resistance of $10\ \Omega$ is inserted. The difference amplifier is adjusted so that the voltage across this resistor is $0.5\ \text{mV}$ as measured with a tube voltmeter ($50\ \mu\text{A}$ current). The resistor is then removed and a standard pulse of $1\ \text{V}$ is applied to the input. The output pulse is chosen to be $2.50\ \text{V} \pm 1\%$. This is only important when it is necessary to give the amplifier a gain of a fixed value.

Fig. 6 gives the characteristics of the two equalized amplifiers designed for the particle identification system. The deviation of the ideal behaviour is less than 5% of the input pulses between 0.15 and $2.50\ \text{V}$. The same deviation is less than 25% for input pulses

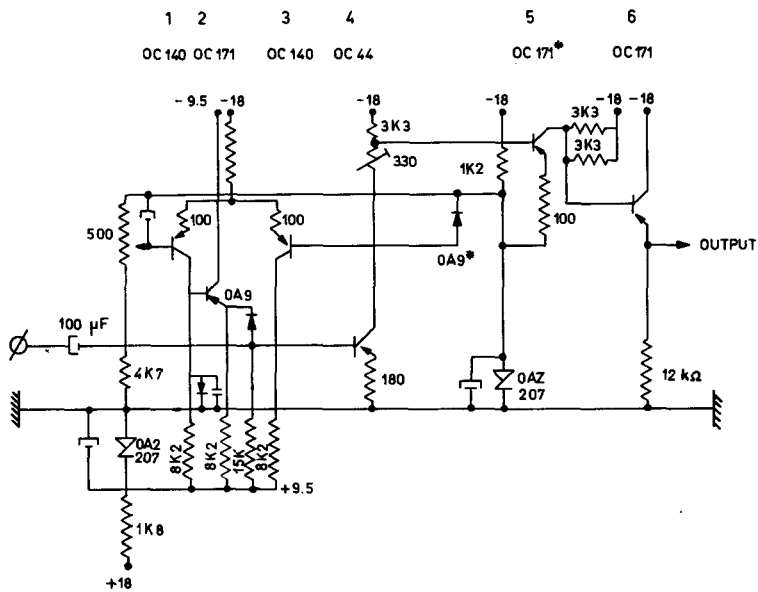


Fig. 5
Logarithmic amplifier

between 0.01 and 0.15 V. The deviation is always less than 1% of the value of the maximum input pulse or, in other words, the output pulses vary between 0.25 and 3.0 V within an absolute error of 0.1 V.

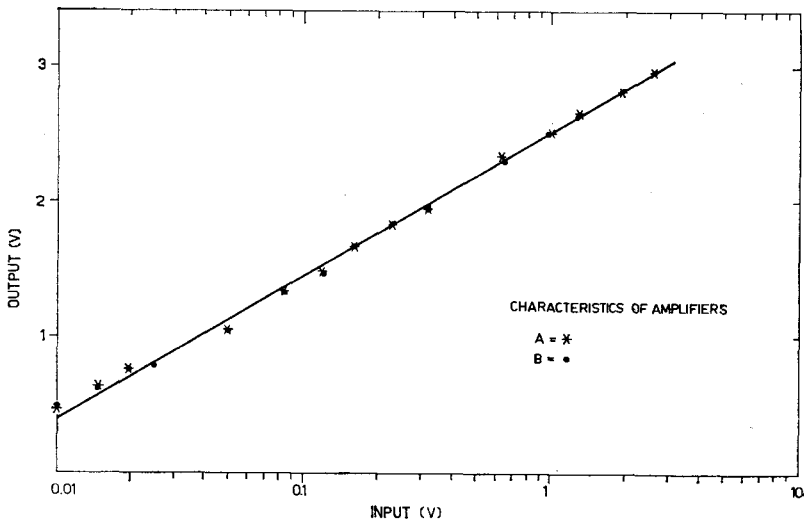


Fig. 6
Characteristics of two equalized amplifiers

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors are indebted to Professor P. C. Gugelot for his stimulating interest in this work, and thank R. van Dantzig for the preparation of the thin crystals and the detector design. They are also indebted to J. H. Dieperink and J. Kraus for their work on the logarithmic amplifiers.

This work forms part of the research programme of the Institute for Nuclear Physics Research, made possible by financial support from the Foundation for Fundamental Research of Matter (FOM) and the Netherlands Organization for Pure Scientific Research (ZWO).

REFERENCES

- [1] BETHE, H. A. and STANLEY LIVINGSTONE, M., *Rev. Mod. Phys.* **9** (1937) 245.
- [2] BLOCH, F., *z. f. Physik* **81** (1933) 363.
- [3] ASCHENBRENNER, F. A., *Phys. Rev.* **98** (1955) 657.
- [4] STOKES, R. H., NORTHROP, J. A. and BOYER, K., *Rev. Sci. Instr.* **29** (1958) 61.
- [5] BRISCOE, W. L., *Rev. Sci. Instr.* **29** (1958) 401.

RADIATION-PULSE TRANSMISSION VIA A LONG CABLE WITHOUT A PREAMPLIFIER AND/OR A PULSE TRANSFORMER

H. MIWA AND T. TOHYAMA

KOBE KOGYO CORPORATION, OKUBO, AKASHI, HYOGO

JAPAN

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

Radiation-pulse transmission via a long cable without a preamplifier and/or a pulse transformer. In transistorizing a nuclear instrument, some revision of the input circuit is needed because of its inherent low input impedance. Three input circuits of voltage mode (No. 1), voltage-current mode (No. 2) and current mode (No. 3) are considered and compared.

No. 1 mode is similar to the conventional vacuum tube circuit. The super-alpha boot-strapped emitter-follower with feedback biasing was devised and used successfully as a high input-impedance circuit of greater than $10\text{ M}\Omega$ without spoiling the DC stability.

Almost all radiation detectors can be considered as current generators. Thus the output of detectors can be connected to the low input-impedance current amplifier. This is mode No. 3 which gives excellent pulse height, but the upper frequency limit of the amplifier should be higher than 10 Mc because of the fast current pulse and low input-integrating time-constant.

Mode No. 2 is the combination of Nos. 1 and 3. The output of detectors is connected through a resistor of about $100\text{ k}\Omega$ to the low input-impedance current amplifier. The resistor alters the input-integrating time-constant to the adequate value and lessens the electric circuit demand of the upper frequency limit to about 2 Mc . Moreover, the proportion of pulse height to radiation energy can be maintained. The resistor also serves as a safety device for gaseous detectors.

The cable between the resistor and the current amplifier can be extended over 500 m without pulse-form distortion if a coaxial cable is employed while the amplifier input impedance of mode No. 2 is adjusted so as to match the characteristic impedance of the cable by a series of variable resistors.

Thus mode No. 2 has been widely adopted for nuclear instruments such as a neutron soil-moisture gauge (BF_3 counter), a soil-component analyser (scintillation spectrometer), snow gauge (GM counter) and remote monitors. No preamplifier and no pulse transformer enables the operation of detectors in extreme environmental conditions such as high or low temperature, high neutron (gamma) flux, etc. A single coaxial cable enables the simple operation of detectors in remote positions. Scintillation gamma spectroscopy was not affected by a long cable pulse-transmission of over 500 m .

Transmission d'impulsions de rayonnement par câble long sans l'adjonction d'un préamplificateur ou d'un transformateur d'impulsions. Pour l'introduction de transistors dans les instruments d'électronique nucléaire, la faiblesse inhérente de l'impédance d'entrée exige certaines modifications du circuit d'entrée. Les auteurs ont fait une étude comparée de trois circuits d'entrée caractérisés par leur tension (système 1), leur tension-courant (système 2) et leur courant (système 3).

Le système 1 est, dans une large mesure, analogue à celui du circuit des tubes à vide classiques. Les auteurs ont mis au point un émetteur-analyseur polarisé par contre-réaction; utilisé comme circuit à haute impédance d'entrée, dépassant $10^7\ \Omega$, il a donné d'excellents résultats, sans affecter la stabilité du courant continu.

Presque tous les détecteurs de rayonnement peuvent être considérés comme des générateurs de courant. Ainsi, la sortie des détecteurs peut être connectée à l'amplificateur à faible impédance d'entrée. C'est le système 3 qui donne une excellente amplitude d'impulsion; toutefois, la limite

supérieure de fréquence de l'amplificateur devrait dépasser 10 MHz, compte tenu de la vitesse des impulsions et de la faible valeur de la constante de temps d'intégration à l'entrée.

Le système 2 est une combinaison des deux autres. Le courant de sortie des détecteurs est connecté par une résistance de $10^5 \Omega$ environ à l'amplificateur à faible impédance d'entrée. La résistance donne la valeur convenable à la constante de temps d'intégration à l'entrée et ramène à 2 MHz environ la limite supérieure de fréquence exigée par le circuit électronique. En outre, ce dispositif permet de maintenir la proportionnalité entre l'amplitude de l'impulsion et l'énergie du rayonnement. Lorsqu'on emploie des détecteurs à gaz, la résistance joue également le rôle de dispositif de sécurité.

La longueur du câble reliant la résistance à l'amplificateur de courant peut atteindre 500 m, sans entraîner une distorsion de la forme des impulsions, à condition d'employer un câble coaxial et d'établir, par le montage en série d'une résistance variable, la corrélation nécessaire entre l'impédance d'entrée de l'amplificateur du système 2 et l'impédance caractéristique du câble.

En conséquence, le système 2 a été très largement appliqué par les auteurs dans leur appareillage d'électronique nucléaire: jauge à neutrons pour la mesure de l'humidité du sol (compteur BF_3), analyseur des éléments du sol (spectromètre à scintillations), jauge d'épaisseur de neige (compteur Geiger-Müller) et appareils de contrôle à distance. L'absence de préamplificateur et de transformateur d'impulsions permet à ces détecteurs de fonctionner dans de mauvaises conditions ambiantes: températures extrêmes, flux intenses de neutrons (ou gamma), etc. L'emploi d'un câble coaxial unique facilite leur utilisation à grande distance. La spectroscopie à scintillation gamma n'a pas été modifiée par la transmission des impulsions par un câble de 500 m.

Передача импульсных излучений по кабелю на дальние расстояния без предварительного усиления и/или без преобразования импульсов. При переводе ядерных приборов на транзисторы, ввиду присущего входным контурам малого входного комплексного сопротивления, приходится несколько пересматривать эти контуры. Рассматриваются и сравниваются друг с другом три входных контура, а именно (№ 1) по виду напряжения, (№ 1) по виду напряжения и тока и (№ 3) по виду тока.

Контур № 1 очень похож на обычный контур с электронными лампами. Был построен чувствительный следящий механизм излучения альфа-лучей с катодной нагрузкой и со смещением обратной связи; он был успешно использован без ущерба для устойчивости постоянного тока в качестве контура с большим входным комплексным сопротивлением свыше 10 мегаомов.

Большая часть радиационных детекторов может рассматриваться как генераторы тока. Таким образом, выходные сигналы детекторов могут направляться в усилитель тока с малым входным комплексным сопротивлением. Это устройство соответствует виду № 3, и оно дает великолепную амплитуду импульса, но ввиду быстрого тока импульсов и малой входной интегрирующей константы времени верхний предел частоты усилителя должен превышать 10 мегагерц.

Устройство № 2 является комбинацией видов № 1 и № 3. Сигналы детектора направляются через сопротивление приблизительно в 100 килоомов в усилитель тока с малым входным комплексным сопротивлением. Сопротивление изменяет входящую интегрирующую константу времени до нужной величины и снижает требования, предъявляемые к верхнему пределу частоты электронного контура приблизительно до 2 мегагерц. Более того, это устройство позволяет сохранить пропорциональное соотношение между амплитудой импульса и энергией радиации. Омическое сопротивление служит также предохранительным устройством для газовых детекторов.

Кабель, соединяющий сопротивление с усилителем тока, может быть проложен на расстояние более 500 метров без искажения формы импульса, при условии использования коаксиального кабеля и при условии, что входное комплексное сопротивление усилителя № 2 будет соответствовать характеристике кабеля при помощи включенного комплексного и меняющегося сопротивления.

Таким образом, устройство вида № 2 было в широкой мере приспособлено к нашему ядерному приборному оборудованию, как например к нейтронному измерителю влажности

почвы (счетчик BF_3) анализатору состава почвы (сцинтилляционный спектрометр), толщиномеру снега (счетчик Гейгера-Мюллера) и дистанционным контрольным дозиметрическим приборам. Отсутствие предварительных усилителей и преобразователей импульсов делает возможным применение этих детекторов на местности в особых условиях, как например, при высоких или низких температурах, быстром потоке нейтронов (гамма-излучений) и т. д. Наличие только одного коаксиального кабеля упрощает работу детекторов на дальнем расстоянии. Передача импульсов по кабелю на дальние расстояния свыше 500 метров не повлияла на сцинтилляционную спектроскопию гамма-излучений.

Transmisión de impulsos por cables de gran longitud sin preamplificador y/o transformador de impulsos. Cuando se transistoriza un instrumento nuclear, es necesario modificar en parte el circuito de entrada debido a la baja impedancia de entrada que presenta. Los autores estudian y comparan entre sí tres circuitos de entrada de tipo voltaje 1), de tipo voltaje-corriente 2) y de tipo corriente 3).

El tipo 1) es bastante parecido a los circuitos clásicos de válvulas termoiónicas. Los autores han diseñado una etapa realimentada con resistencia de carga en el emisor y la han empleado con éxito como circuito de entrada de elevada impedancia, superior a $10\text{ M}\Omega$, sin alterar la estabilidad de las tensiones continuas.

Casi todos los detectores de radiaciones pueden ser considerados generadores de corriente. Así pues, es posible conectar la salida de un detector a un amplificador de corriente de baja impedancia de entrada. Este sería el tipo 3), que produce una amplitud de impulsos excelente pero, debido a la rapidez del impulso de corriente y a que la constante de tiempo de integración del circuito de entrada es baja, se requiere que el amplificador pudiera operar a frecuencias superiores a los 10 MHz.

El tipo 2) es una combinación de 1) y 3). La salida de los detectores se conecta al amplificador de corriente de baja impedancia a través de una resistencia de aproximadamente $10^5\ \Omega$. La resistencia modifica hasta un valor adecuado la constante de tiempo de integración del circuito de entrada y permite reducir el límite máximo de frecuencia del circuito electrónico hasta unos 2 MHz, conservando la proporcionalidad entre la amplitud de impulso y la energía de la radiación. La resistencia actúa también como dispositivo de seguridad para detectores de gas.

El cable que une a la resistencia con el amplificador de corriente puede llegar a tener más de 500 m de largo sin que aparezcan distorsiones en los impulsos, empleando cable coaxial con su impedancia característica ajustada a la de entrada del amplificador del tipo 2 mediante una resistencia variable en serie.

Los autores emplean con frecuencia circuitos del tipo 2) en instrumentos nucleares como un higrómetro neutrónico para suelos (contador de BF_3), un analizador de la composición de suelos (espectrómetro de centelleo), un instrumento para medir el espesor de la nieve (contador G.M.) y en telemonitores. Como estos instrumentos no llevan preamplificador ni transformador de impulsos, se pueden emplear bajo condiciones ambientes muy severas: a temperaturas altas o bajas, flujos neutrónicos (gamma) elevados, etc. Un cable coaxial simple permite colocar el detector en un punto alejado. Los espectros gamma de centelleo no muestran variaciones aunque se transmitan los impulsos por un cable de más de 500 m de longitud.

I. Introduction

In transistorizing nuclear instruments, some revisions of the input circuit are necessary because of its inherent low input impedance. Conventional vacuum-tube circuits can be considered as voltage-mode operation, but the simple substitution of transistors for vacuum tubes have proved unsatisfactory. We considered three kinds of input circuit, namely a voltage mode (No. 1), voltage-current mode (No. 2), and a current mode (No. 3) and compared them. The possibility of radiation-pulse transmission via a long cable without a preamplifier and/or a pulse transformer have also been successfully investigated.

II. Voltage mode

Voltage mode No. 1 is similar to a conventional vacuum-tube circuit, but improvement is necessary to attain a high input impedance.

Fig. 1 (a) is a diagram of a voltage-mode input circuit, where R is a load resistor for a detector and ranges from $10\text{ k}\Omega$ to $1\text{ M}\Omega$. C_1 is a capacity between an output electrode of the detector and the other electrodes. C_2 is an input capacity of an amplifier, VA. VA is a voltage amplifier with a high input impedance which should be greater than R . Then, the input time-constant is given as $R(C_1 + C_2)$.

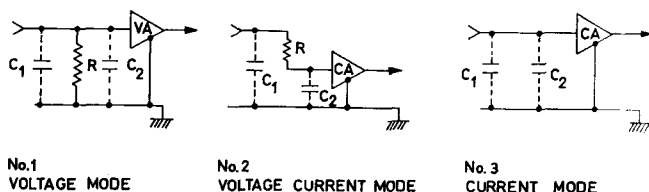


Fig. 1
Three modes of input circuit

Most radiation detectors can be considered as current pulse generators. If the current pulse wave-form i is assumed to be,

$$i = i(t) \quad (1)$$

then the total output charge Q per single pulse is given by the next equation:

$$Q = \int i dt \quad (2)$$

The rise time of Q is determined by the width of the current pulse i as shown in Fig. 2. The voltage pulse V across R , C_1 and C_2 is $Q/(C_1 + C_2)$ when $R(C_1 + C_2)$ is longer than the rise time of Q . The rise time of V is the same as that of Q . Proportional and scintillation counters usually have a current pulse-width of $0.1\text{--}0.2\text{ }\mu\text{s}$. Thus, the upper frequency limit of 2 Mc of the amplifier is enough for this mode.

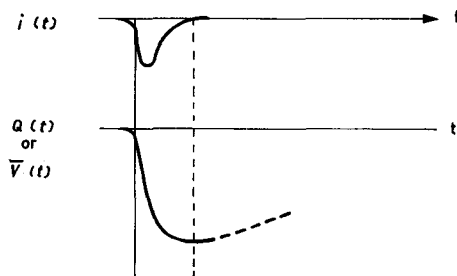


Fig. 2
Current pulse and its integrated voltage pulse

A high input impedance, greater than $10\text{ M}\Omega$, was obtained by the circuit shown in Fig. 3 (D). We devised the circuit of Fig. 3 (D) and have named it "super boot-strap emitter follower", the details of which will be reported in another paper in the near future. The effective impedance of R_1 , R_2 and R_3 can be multiplied from 10 to 100 times by the super boot-strap feed-back. Hence, comparatively low values can be used which result in excellent DC stability and a high current gain of the input transistor.

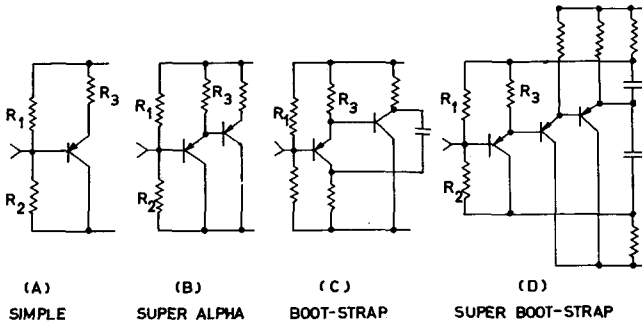


Fig. 3
Emitter-follower improvements

If overloading should occur as a result of bad operation or the circuit failure of high-voltage supply, the input impedance would decrease from $10\text{ M}\Omega$ to several kilo-ohms. This might destroy the detector and/or the input transistor.

III. Current mode

Current mode No. 3 is a new mode devised by WAUGH *et al.* [1]. The typical schematic circuit is shown in Fig. 1, No. 3, where CA is a current amplifier of very low input impedance (r_i) such as $1\text{--}10\text{ }\Omega$ [1]. The input time constant becomes $r_i (C_1 + C_2)$ and is smaller than the current pulse-width. Therefore, the input current signal to the amplifier, CA is exactly same as that to the current output pulse $i(t)$ of the detector.

This allows fast counting because of fast, narrow current-pulse wave-form. But, for the higher upper frequency limit of the amplifier more than 20 Mc is necessary.

Dangerous situations in the case of amplifier overloading are not improved even if the input impedance of certain feed-back current amplifiers increases from approximately $10\text{ }\Omega$ to several kilo-ohms in the event of overloading.

IV. Voltage-current mode

Voltage-current mode (No. 2) is a combination of Nos. 1 and 3. The typical circuit is shown in Fig. 1 (2), where R lies between a detector and a current amplifier, CA in series. CA is the same as No. 2.

C_1 and C_2 are separated by R and usually $C_1 R \gg \text{current pulse-width} > C_2 r_i$. The current output pulse of the detector is once integrated by $C_1 R$ and the voltage pulse $V = Q/C_1$ appears across C_1 and decays exponentially with the time constant of $C_1 R$. The decay current becomes the input signal of the current amplifier, CA. This signal current is given by the next equation,

$$I \doteq \frac{V}{R} e^{-\frac{t}{C_1 R}} = \frac{Q}{C_1 R} e^{-\frac{t}{C_1 R}} \quad (3)$$

This signal current has a rise time identical to No. 1 mode. The amplifier upper frequency of 2 Mc is enough for this mode.

There are several cases where the current integration is essential, such as with scintillation energy spectrometry or proportional-counter energy spectrometry. In these cases No. 2 mode is better than No. 3.

The resistor R ($\sim 100 \text{ k}\Omega$) also serves as a safety device in the event of the amplifier overloading and protects the detector and/or the input circuit from damage.

In the transistor input circuit, the voltage-current mode (No. 2) seems to be the best.

V. Pulse transmission via a long cable

No. 2 mode, with some modifications renders it possible to operate radiation detectors at a remote position without a preamplifier and/or pulse transformer.

The cable between R and CA in Fig. 1, (2) can be extended over 500 m without current-pulse wave-form distortion if a coaxial cable is used and a variable resistor (r_m) is inserted between the cable and the amplifier CA , as shown in Fig. 4, to secure the matched impedance termination of the cable. R should be higher than the cable impedance and should isolate the effect of C_1 from the cable end which should more or less terminate the open end of the cable end.

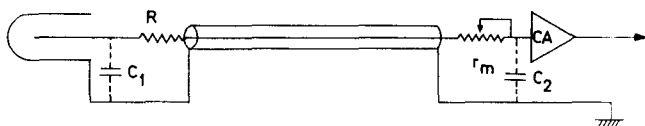


Fig. 4

Pulse transmission via long cable with matched impedance termination and the input circuit of the voltage-current mode

In practical design, DC high-voltage, super-imposing on a signal coaxial cable, reduces the number of cables to only one as shown in Fig. 5.

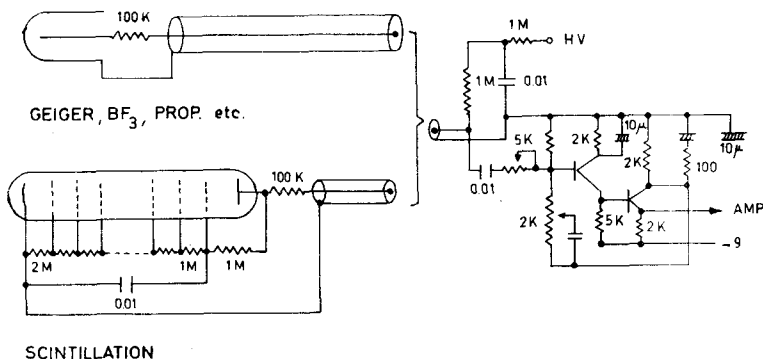


Fig. 5

Practical input circuits

The plateau curves of Geiger counters and a proportional counter are shown in Fig. 6, with 1-m and 200-m cable lengths.

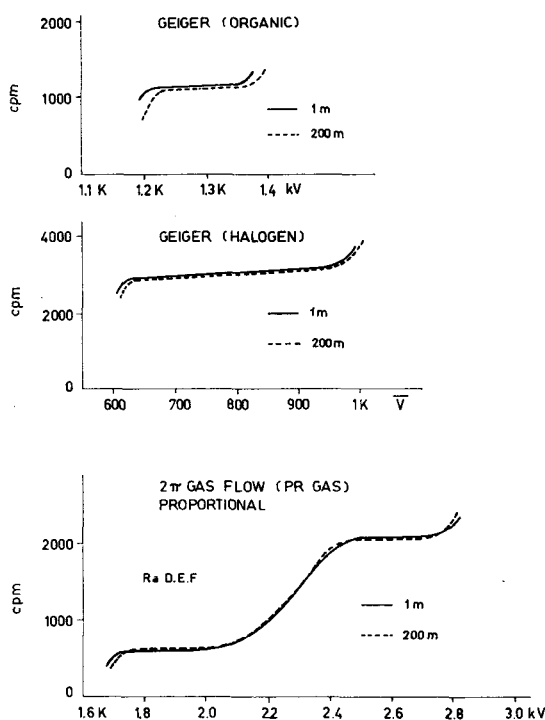


Fig. 6

Plateau curves of Geiger counters and a proportional counter, with 1-m and 200-m cable lengths

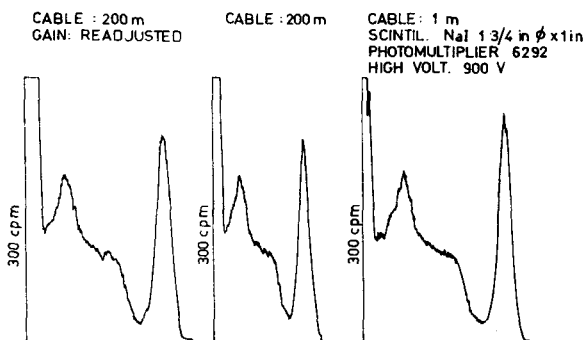


Fig. 7

Cs^{137} energy spectrum taken by a scintillation detector with 1-m and 200-m cable lengths

Gamma-ray energy spectrum, taken by a scintillation detector for Cs^{137} , is shown in Fig. 7 having 1-m and 200-m cable lengths. Slight pulse-height attenuation caused by an ohmic loss of the long cable was observed, but readjustment of the amplifier gain restored the same energy spectrum as that of the 1-m cable length.

VI. Conclusion

The voltage-current mode No. 2 has proved to be the best and has been widely adopted for our nuclear instruments. Long pulse-transmission is necessary for the neutron soil-moisture gauge for logging (BF_3 counter, LiF scintillation counter), the soil density gauge (GM counter), the soil-component analyser (scintillation gamma-ray energy spectrometer), the snow gauge (GM counter), the underwater detector (GM scintillation), and the remote operating monitors.

No preamplifier and no pulse transformer enables the operation of detectors under severe environmental conditions such as high or low temperature and high neutron (gamma) flux, etc. Fission counters, BF_3 counters and other detectors can be operated in an atomic reactor without fear of the radiation damage of semi-conductors.

A single coaxial cable enables the simple operation of detectors in remote positions.

In addition, the low cable impedance and current amplification of this mode allows the input circuit to be matched to the detectors which have too large an inter-electrode capacity. Therefore, this method of operating promises to increase sufficiently the sensitive area of semi-conductor detectors.

REFERENCE

- [1] WAUGH, J. B. S. *et al.*, *Nucleonics* **18** (1960) 70.

TRANSISTOR-DRIVEN DECADE COUNTER TUBES

M. BIRK, H. BRAFMAN, G. INBAR*, M. KORMAN, M. SIDI AND J. SOKOLOWSKI

WEIZMANN INSTITUTE OF SCIENCE, REHOVOTH

ISRAEL

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

Transistor-driven decade counter tubes. The possibilities of using transistors as drivers for the three existing types of decade counter tubes, namely, gas-filled decatrons, vacuum decatrons and magnetic beam-switching tubes, have been investigated.

The Elesta gas-filled decatron EZ10B could be driven up to 800 kHz by a blocking oscillator using a PSI 2N1339 Mesa transistor. However, considering its price and reliability, the EZ10B seemed most suitable for a 250-kHz scaler using ordinary transistors, such as OC 44 and 2N398, as drivers.

In the self-locking mode of operation, the Philips E1T vacuum decatron was driven up to 50 kHz using 2N247 transistors in conventional circuitry. However, it was found practically impossible to use transistors alone to drive the E1T in the fast model of operation, that of directly driving the locking deflection plate. The addition of a single ECC83 vacuum tube enabled us to obtain a double-pulse resolution of 0.3 μ s.

With the new Burroughs BX1000 magnetic beam-switching tube a 0.3 μ s double-pulse resolution was achieved, using a flip-flop type driver employing 2N247 transistors.

A direct Nixie readout has been used.

Scalers using the three types of decade tubes and incorporating a precision discriminator and a provision for gating will be described.

Décatrons excités par un montage transistorisé. Les auteurs ont examiné la possibilité d'utiliser des transistors pour piloter les trois types existants de tubes à décades: les décatrons à gaz, les décatrons à vide et les tubes à commutation magnétique.

On a pu piloter un décatron à gaz Elesta EZ10B jusqu'à 800 kHz à l'aide d'un oscillateur de blocage utilisant un transistor Mesa PSI 2N1339. Cependant, vu le prix et la sécurité de fonctionnement, le décatron EZ10B semble surtout convenir pour un intégrateur de 250 kHz utilisant des transistors ordinaires tels que OC 44 ou 2N398 comme pilotes.

L'introduction de transistors 2N247 dans un circuit classique a permis de piloter jusqu'à 50 kHz le décatron à vide Philips E1T, en régime de verrouillage automatique. Cependant, en régime de fonctionnement rapide — fondé sur l'excitation directe de la plaque de déflexion assurant le verrouillage — l'excitation d'un E1T uniquement au moyen de transistors s'est révélée pratiquement impossible. Toutefois, l'addition d'un tube à vide ECC83 a permis d'obtenir une résolution d'impulsion de 0,3 μ s.

Le nouveau tube à commutation magnétique Burroughs BX1000 associé à un pilote du type basculeur muni de deux transistors 2N247 a permis d'obtenir une résolution d'impulsion de 0,3 μ s. On a utilisé un «Nixie» pour la lecture directe.

Les auteurs décrivent des échelles de comptage utilisant les trois types de tubes à décades et comportant un discriminateur de précision ainsi qu'un dispositif de porte.

Десятичные счетные трубки на полупроводниках. Были изучены возможности использования транзисторов в качестве возбуждателей для трех существующих видов десятичных счетных трубок, а именно: наполненных газом декатронов, вакуумных декатронов и переключающих магнитный пучок трубок.

При использовании наполненного газом Elestra декатрона EZ10B могла быть достигнута цифра вплоть до 800 килогерц в секунду с помощью блокирующего осциллятора, применяющего Mesa транзистор PSI 2N1339. Однако, если принять во внимание цену и степень

* Israel Atomic Energy Commission.

надежности, то декактрон EZ10B казался наиболее подходящим для пересчетного устройства в 250 килогерц в секунду, работающего на обычных транзисторах, таких как OC 44 и 2N398 в качестве возбудителей.

При самозапирающем типе работы в вакуумном декактроне Philips E1T была достигнута цифра в 50 килогерц в секунду; при этом использовались транзисторы 2N247 в обычной схеме. Однако было найдено, что практически невозможно использовать только транзисторы для декактрона E1T при наиболее быстром типе работы, а именно, для запирающей отклоняющей пластины. Дополнительное использование одной вакуумной трубки ECC83 дало нам возможность достичь двойной импульсной разрешающей способности в 0,3 микросекунды.

С применением новых, переключающих магнитный пучок трубок, Burroughs BX1000 двойная импульсная разрешающая способность в 0,3 микросекунды была достигнута при использовании мультивибратора с применением транзистора 2N247.

Использовался непосредственный отсчет показаний Nixie.

Будет дано описание пересчетных устройств, работающих на трех типах десятичных трубок, с наличием точного дискриминатора и при обеспечении пропуска сигнала в течение определенного промежутка времени.

Tubo contador de décadas accionado por transistores. Los autores han investigado la posibilidad de emplear transistores para accionar los tres tipos de tubos contadores a décadas que existen: decatrones gaseosos, decatrones al vacío y conmutadores magnéticos de haz.

Con un oscilador de bloqueo que emplea un transistor PSI 2N1 339, lograron accionar hasta 800 kHz un decatrón gaseoso Elesta EZ10B. No obstante, teniendo en cuenta su coste y seguridad, los autores estiman al EZ10B apropiado para una escala de 250 kHz, acompañado de transistores corrientes como el OC 44 ó el 2N398.

Operando por autopolarización, se consigue accionar al decatrón de vacío Philips E1T hasta 50 kHz con transistores 2N247 en un circuito tradicional. Sin embargo, es prácticamente imposible emplear sólo transistores para accionar el E1T si se opera con el método rápido, es decir, actuando directamente sobre una de las placas deflectoras. Añadiendo una sola válvula de vacío ECC83, se alcanzó un poder de resolución para impulsos dobles de 0,3 μ s.

Los autores lograron el mismo resultado con el nuevo conmutador magnético de haz Burroughs BX1000, empleando un circuito accionador con transistores 2N247.

Registraron las mediciones directamente por el sistema Nixie.

La memoria describe escalas que emplean tubos contadores a décadas de los tres tipos, y que disponen de un discriminador de precisión y de un sistema de puerta.

The purpose of this paper is to describe the design and performance of three transistor scalers using the existing types of decade counter tubes, namely, gas-filled decatron [1] [2], vacuum decatron [3] [4] and magnetic beam-switching tubes [5]. The decatron tubes lend themselves quite readily to transistor drives and as such offer the obvious advantages of economy, simplicity and reliability, compared to the various converted binary schemes. It is believed that the three scalers to be described, having a double-pulse resolution of 2.5 μ s in the case of the Elesta gas-filled decatron and 0.3 μ s for the vacuum and magnetic decatron, fulfil most of the present-day requirements of standard scalers in the field of nuclear physics. The addition of precision discriminators and coincidence-anti coincidence gating facilities add versatility to their features.

I. Transistor-driven EZ10 scaler

The Elesta gas-filled decatron scaler is shown in Figs. 1 and 2. Transistors T_1 and T_2 form an input amplifier in a current feedback arrangement, capable of accepting positive as well as negative pulses. Transistor T_3 , with its associated diodes and

potentiometers, fixes the discrimination level, whereas transistors T_4 through T_6 form the discriminator. The discrimination level is adjustable over a range of 0.1–1.1 V, depending on the setting of P_1 . The double-pulse resolution of 2.5 μ s and the discrimination level are unaffected when the input pulse is preceded by another input pulse as high

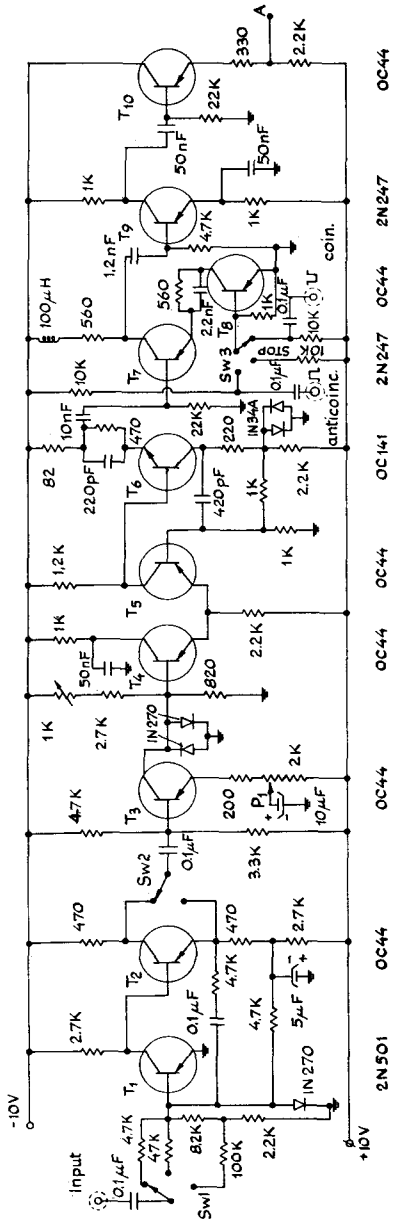


Fig. 1
Input channel of EZ10 scaler

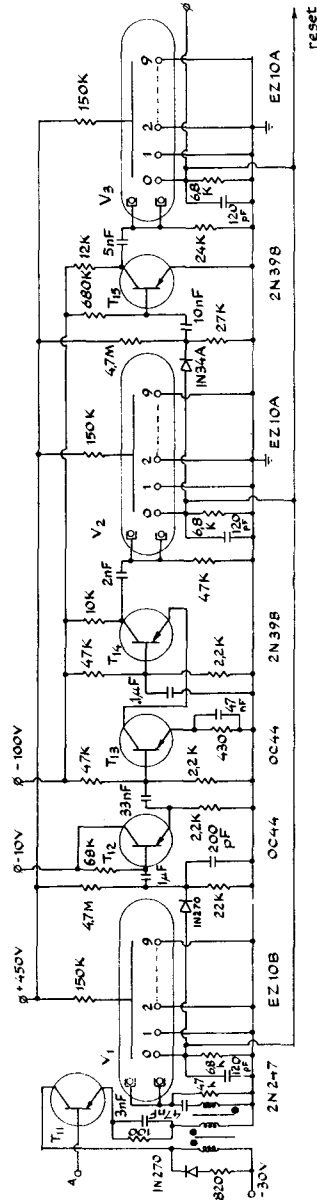


Fig. 2
The first three stages of EZ10 scaler

as 100 V. The back-to-back diodes at the collector of T_3 restrict the swing to ± 0.2 V, while the back-to-back diodes at the collector of T_6 , which form a part of the discriminator regenerative loop, restrict its hysteresis to ± 0.1 V.

Transistors T_7 , T_9 and T_{10} amplify and shape the pulses coming out of the discriminator. T_8 , which is connected in series with the emitter of T_7 , acts as an electronic switch and functions as a "coincidence", a "stop", or an "anti-coincidence" gate.

The Elesta EZ10B gas-filled tube is used as the first decatron. It is driven by a blocking oscillator having a maximum repetition rate of 500 kHz. In order to fulfil the drive requirements of approximately 90 V, a 2N247 transistor, having a V_{cb} break-down voltage in excess of 30 V and a pulse transformer step-up ratio of 3 to 1, are being used. Since the EZ10B represents a capacitive load of 36 pF it is advisable to use the smallest possible step-up ratio in order to minimize the drive requirements of the blocking oscillator.

By using a Mesa transistor (PSI 2N1339) in the blocking oscillator circuit we reached a maximum counting rate of 800 kHz, the limit being set up by the EZ10B. However, in this case, the slight improvement did not seem to justify the use of an expensive Mesa transistor.

The next stage utilizes the EZ10A, driven by a 2N398 transistor in a grounded-base configuration. The 2N398, capable of a swing of 100 V, is driven by a grounded emitter OC44 that provides both a current gain and the required phase inversion.

The scaler has a capacity of 10^7 counts. The additional five slow stages consist of EZ10A tubes, each driven by a single 2N398 transistor.

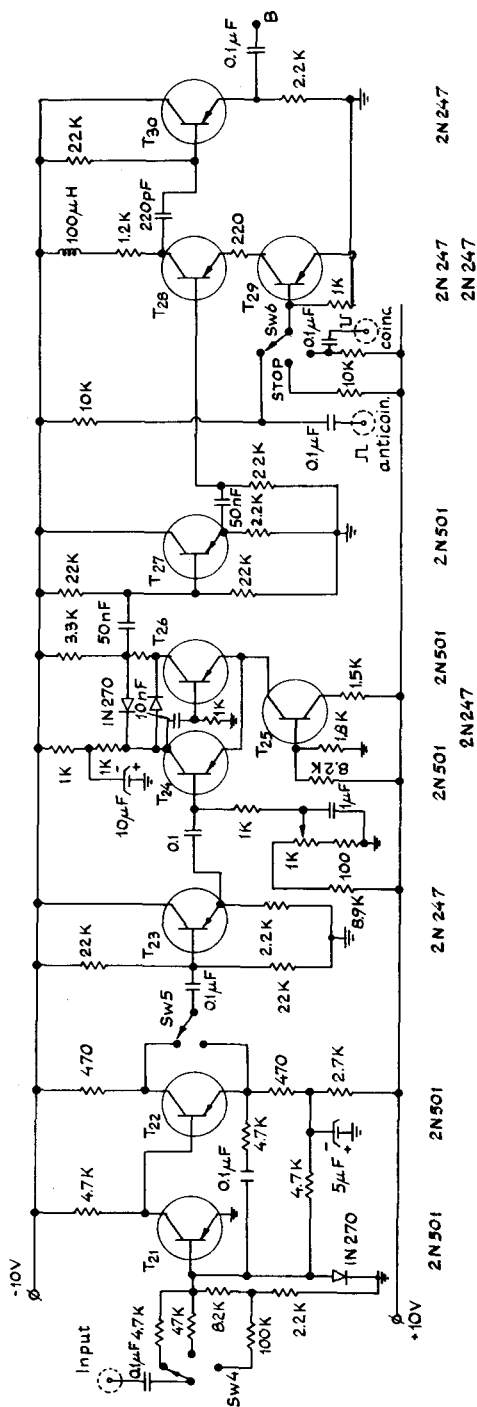
As pointed out previously, the scaler has a double-pulse resolution of 2.5 μ s. Its main features are its space and price economy and simplicity of operation.

II. Transistor driven E1T scaler

A scaler using the Philips E1T vacuum decatron is shown in Figs. 3 and 4.

Transistors T_{21} and T_{22} form an input amplifier identical to the one described in connection with the previous scaler. Transistors T_{24} through T_{26} form a high-speed, low-hysteresis discriminator. The discriminator is a transistor version quite similar to the one described by FARLEY [6] and FISCHMANN-ARBEL [7]. Its discrimination level is adjustable over a range of 0.1–1.1 V. Its double-pulse resolution, including the input stage, is less than 0.2 μ s. The overall double-pulse resolution of the scaler is 0.3 μ s. The recovery time after a 100-V input pulse is 2 μ s. Transistor T_{29} acts as a gate identical to the one previously described.

In order to achieve a fast mode of operation with the Philips E1T vacuum decatron, the locking deflection plate should be driven in a staircase fashion. The total swing required is 125 V and the driver's cut-off resistance should be high compared with 1 M Ω . Present-day transistors and crystal diodes do not fulfill the above requirements. A single ECC83 vacuum tube was therefore used at this crucial point. The transistor univibrator consisting of T_{31} through T_{33} , together with the normally cut-off ECC83, generate a negative-going staircase voltage across the stray capacitance associated with the deflection plate. With the arrival of the tenth pulse, a negative pulse appears at the reset anode. The pulse is applied to an additional univibrator consisting of T_{36} and T_{37} . The univibrator serves the double purpose of resetting the E1T tube by restoring the deflection plate potential through a pulse transformer and vacuum diode and at the



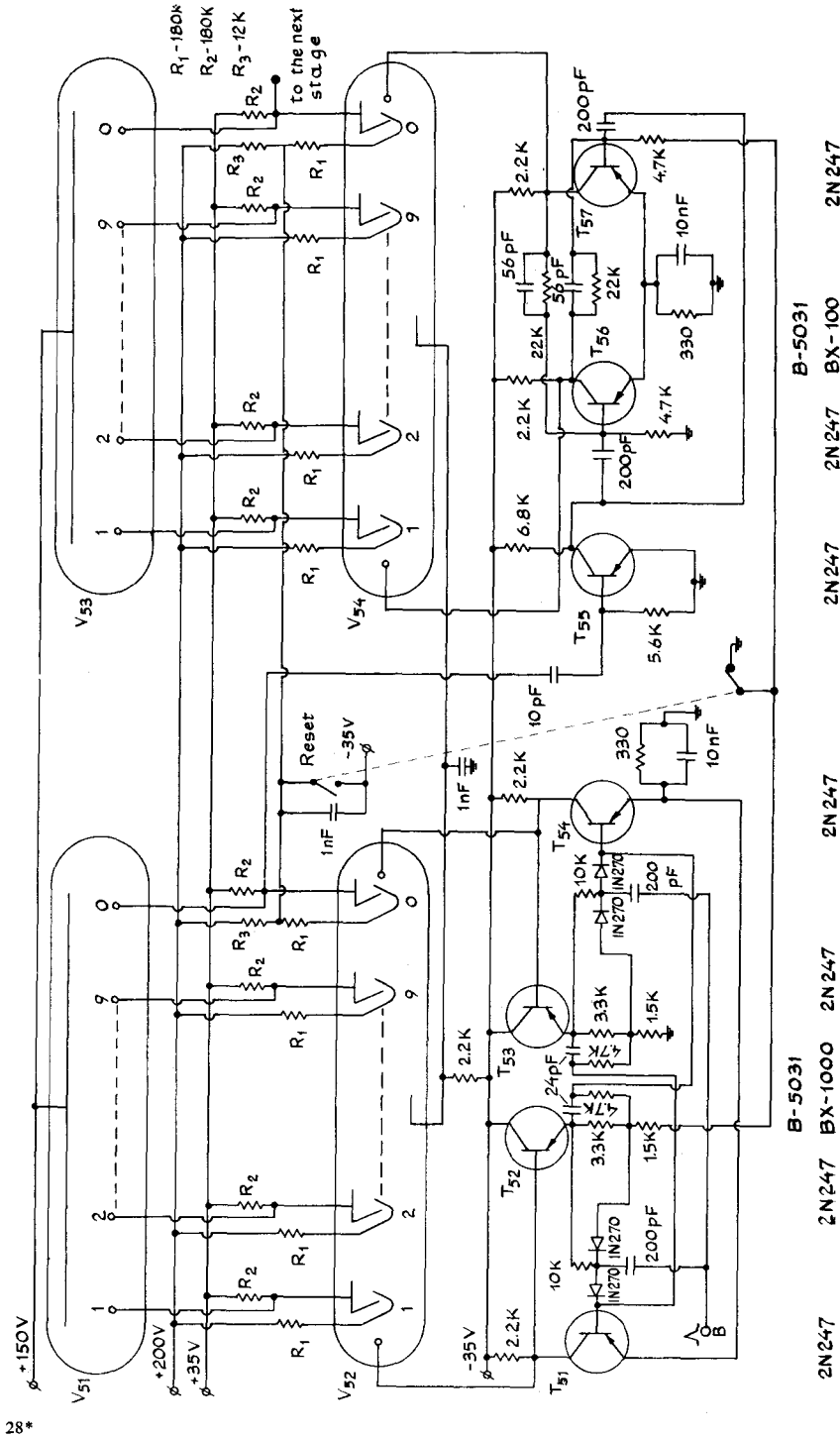


Fig. 5
The first two stages of the BX-1000 scaler

same time applying a pulse to the following stage. In the following stage the E1T is used in its self-locking mode. In other words, positive pulses are applied via T_{41} and its associated diode to the opposite deflection plate. As in the previous stage, the negative pulse that appears at the reset anode is applied to a univibrator circuit. The univibrator resets the counting tube to zero and adds a count to the next stage.

The scaler consists of four E1T tubes, followed by a transistor-driven mechanical register.

III. Transistor-driven BX-1000 scaler

The scaler, using the Burrough BX-1000 magnetic beam-switching tube, is shown in Fig. 5.

The input channel, hence its performance, is identical with that of the E1T scaler.

2N247 transistors have been used in the flip-flop drivers to obtain the required drive of 30 V. In order to achieve a double-pulse resolution of $0.3 \mu\text{s}$ and to reduce the triggering requirements with these transistors, the first flip-flop driver uses an elaborate circuit [8]. The other stages use simple saturating flip-flops.

The four BX-1000 counter tubes have direct Nixie read-out and are followed by a transistor-driven mechanical register.

REFERENCES

- [1] GUTMANN, P. F. and JOANOVIC, D. T., *Nucl. Instr. and Meth.* 6 (1960) 206.
- [2] APEL, K., *Electronische Rund.* 10 (1960) 405.
- [3] Van BARNEVELD, E. J., *Philips tech. Rev.* 12 (1955) 360.
- [4] RADEKA, V., *Elect. Eng.* 32 (1960) 92.
- [5] "Burroughs Beam-X Switch", Technical Brochure (1960).
- [6] FARLEY, F. J. M., *Rev. sci. Inst.* 29 (1958) 595.
- [7] FISCHMANN-ARBEL, A., *Nucl. Instr. and Meth.* 5 (1959) 55.
- [8] STEIGER, W., Hughes Technical Report (1960).

NEW COUNTING CIRCUITS WITH E1T TUBES

V. RADEKA

INSTITUT RUDJER BOŠKOVIĆ, ZAGREB
YUGOSLAVIA

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

New counting circuits with E1T tubes. New solutions for beam-deflection circuits are given, which result in simple and reliable counting circuits. The requirements on the accuracy of the beam deflection are derived from the theoretical investigation of the counting process published previously by the author. The decrease in deflection error limits resulting from the difference between real and idealized tube characteristics is calculated. It is shown that, up to about 3×10^5 pulses per second, the deflection error is maximum and independent of the counting speed, enabling simpler circuits to be designed. More accurate deflection circuits are needed for counting up to 10^6 pulses per second. Two circuits for use up to these counting speed limits are presented. The requirements put on circuit components regarding stability and accuracy are low. Only an unstabilized DC supply voltage is needed.

Nouveaux circuits de comptage à tubes E1T. L'auteur propose de nouvelles solutions pour les circuits à faisceaux électroniques dirigés, grâce auxquelles on peut obtenir des circuits de comptage simples et sûrs. Les conditions de précision de la déflexion des faisceaux ont été déterminées au cours de recherches théoriques sur le processus de comptage, dont les résultats ont déjà été publiés. L'auteur calcule la diminution de l'erreur de déflexion admissible qui résulte de la différence entre les caractéristiques du tube réel et du tube idéal. Il montre que l'erreur de déflexion admissible atteint son maximum jusque dans la région des $3 \cdot 10^5$ impulsions par seconde, quelle que soit la vitesse de comptage, ce qui permet de concevoir des circuits plus simples. Une plus grande précision dans la déflexion est nécessaire si l'on veut compter jusqu'à 10^6 impulsions par seconde. L'auteur présente deux circuits pouvant être utilisés jusqu'à ces vitesses de comptage. Les conditions de précision et de stabilité imposées aux éléments constitutifs du circuit sont peu rigoureuses; il suffit en outre d'une alimentation en courant continu non stabilisé.

Новые счетные контуры с лампами E1T. Даются новые решения для получения отклоняющих пучков лучей контуров, что позволяет осуществлять простые и надежные счетные контуры. Требования точности отклонения пучка лучей выведены из теоретических изысканий счетных процессов, опубликованных автором ранее. Подсчитывается уменьшение предела погрешности отклонения, вытекающей из разницы между действительной и теоретической характеристиками электронной лампы. Доказывается, что приблизительно около 3×10^5 импульсов в секунду предел погрешности отклонения достигает своего максимального значения; он не зависит от скорости счета, что дает возможность упростить конструкцию контуров. Для отсчета до 10^6 импульсов в секунду требуются более точные контуры отклонения. Описываются два контура для использования их до этих пределов скорости счета. Требования, предъявляемые к составным частям контура в отношении устойчивости и точности, не очень строги. Для их функционирования требуется обычное нестабилизированное питание постоянным током.

Nuevos circuitos de contaje con válvulas E1T. Se dan soluciones nuevas para circuitos deflectores de haz que permiten montar circuitos contadores sencillos y seguros. La precisión con que tiene que ser desviado el haz es deducida por el autor partiendo de investigaciones teóricas del proceso de contaje publicadas anteriormente. Calcula la disminución de los límites de error en la deflexión que resulta de la diferencia entre las características real e ideal de la válvula. Se demuestra que el límite de error en la deflexión es máximo hasta unos $3 \cdot 10^5$ impulsos por segundo, e independiente de la velocidad de contaje, por lo que es posible diseñar circuitos más simples. Para contar hasta 10^6 impulsos por segundo, se requieren circuitos deflectores de mayor precisión. La memoria describe dos circuitos que se pueden emplear hasta estos límites de velocidad de recuento. No es

necesario que los componentes del circuito sean muy estables o muy exactos. Solamente se precisa una tensión continua de alimentación no estabilizada.

I. Introduction

The principles of the decade counter tube E1T are described by JONKER *et al.* [1]. Some theoretical aspects of fast counting with E1T are investigated in an earlier work [2], which gives the dependence of counting-speed limits against beam-deflection error, i.e. pulse-amplitude inaccuracy, and the tube and circuit parameters. The deflection-error limit decreases with the counting speed, as the time decreases between two successive pulses left to the beam for approaching a stable position.

There is a further decrease of deflection-error limits due to unequal periods of actual E1T tube, which is taken into account in this paper. Knowing exactly the dependence of deflection-error limits on the counting speed, a pair of these values may be chosen for which simple beam-deflection circuits can be found. Some of these circuits are given, which cover the counting-speed range up to 10^6 pulses per second.

II. Deflection-error limit as a function of counting speed

In this section the decrease of the theoretical deflection-error limit resulting from the difference between actual and idealized tube characteristics is considered. The deflection error limit is, according to [2], a function of the counting speed and the time-constant of an E1T circuit. As this function, shown in Fig. 1, cannot be obtained in an explicit analytical form, it was determined, for the presented circuits, by the method given in [2]. The time-constant is given by

$$\tau = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{CV_s}{I_m}, \quad (1)$$

where C = tube and deflection-circuit stray capacitances referred to with the anode of the E1T; V_s, I_m = period and amplitude of the anode current characteristics. The capacitance C , which can be estimated, knowing the principle of beam-deflection circuits, was taken as 30 pF; the average values of tube parameters are $V_s = 14.5$ V, $I_m = 80$ μ A, which gives $\tau = 0.87$ μ s. Only the counting speed scale changes in Fig. 1, if τ or t_p is changed, according to the relation $f_1 = \left[\frac{\tau_1}{\tau} \left(\frac{1}{f} - t_p \right) + t_{p1} \right]^{-1}$. The deflection-error limit tends to π if $f \rightarrow 0$, and to $\pi/10$ if $f \rightarrow \infty$.

If the periods of the tube characteristics are not equal to each other, the deflection-error limits at zero counting speed can simply be expressed as

$$\Phi_+ = 2\pi \frac{1 - \delta}{2 + \delta}, \quad (2)$$

$$\Phi_- = -2\pi \frac{1}{2 + \delta}, \quad (3)$$

with

$$\delta = \frac{V_{s \max}}{V_{s \min}} - 1. \quad (4)$$

where $V_{s \max}$, $V_{s \min}$ are the maximum and minimum period respectively, and the deflection error is referred to the average period, defined by $V_s = \frac{1}{2}(V_{s \max} + V_{s \min})$, as 2π .

As, in this case, the dependence of deflection-error limits on the counting speed cannot be determined by analytical considerations, it was investigated experimentally. It was found on a number of tubes that (with very few exceptions) $\delta < 0.6$, and for most of the tubes $\delta < 0.4$, so that the case $\delta = 0.4$ (giving $\Phi_+ = 0.25 \times 2\pi$ and $\Phi_- = -0.42 \times 2\pi$) was taken as typical. The experimental results shown in Fig. 1, obtained by the two circuits given here, agree with calculated values for Φ_+ and Φ_- when $\Phi_+ < g(f)$, $\Phi_- > -g(f)$, and then follow the law $g(f)$ when $\Phi_+ > g(f)$, $\Phi_- < -g(f)$. Therefore, the deflection-error limits are maximum and independent of the counting speed in a region up to about $3 \times 10^5 \text{ s}^{-1}$. They can be made symmetrical by decreasing the average deflection, giving $g \approx 0.35 \times 2\pi$. Conclusions regarding circuit choice and design follow from these results.

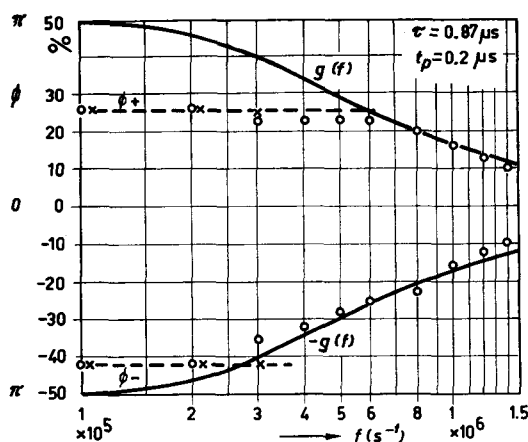


Fig. 1

Deflection-error limit as a function of counting speed.

- $g(f)$ — theoretical function for an idealized tube,
 Φ_+, Φ_- — calculated limits at zero counting speed for a tube with $\delta = 0.4$,
 x, o — experimental results for a tube with $\delta = 0.4$; vertical scale, angular, and percentual with respect to the 2π deflection.

A simple circuit with low requirements on the accuracy of the drive pulse can be designed for use up to about $3 \times 10^5 \text{ s}^{-1}$. The requirements on the circuits due to the deflection-error limit $g \approx 0.15 \times 2\pi$ for the counting speed 10^6 s^{-1} can be still considered as reasonable and realizable.

III. The circuit principles

Two circuits, based on similar principles for use up to 3×10^5 and 10^6 pulses per second, are given in Figs. 2 and 3.

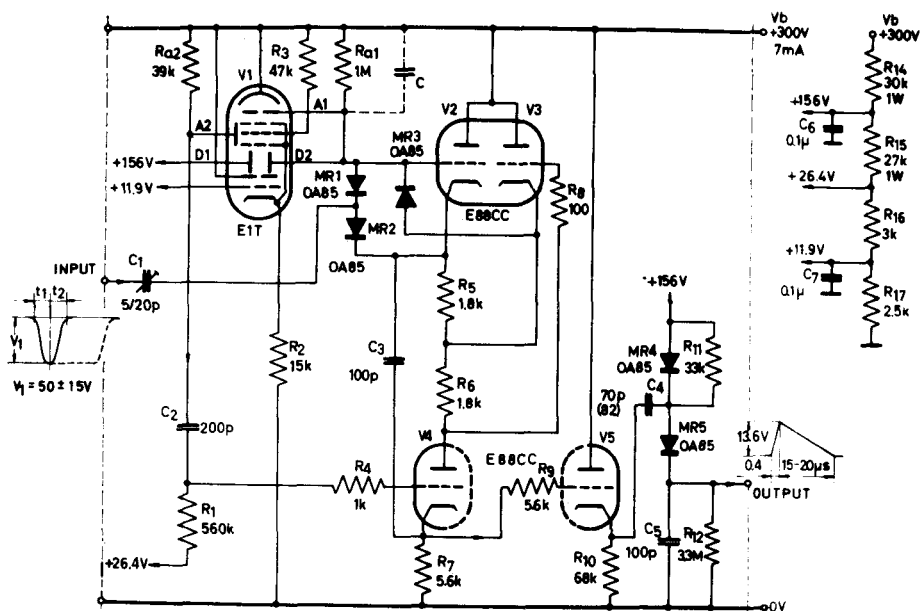


Fig. 2

Circuit A for $3 \times 10^5 \text{ s}^{-1}$ with deflection-error limit $g \approx 0.35 \times 2\pi$

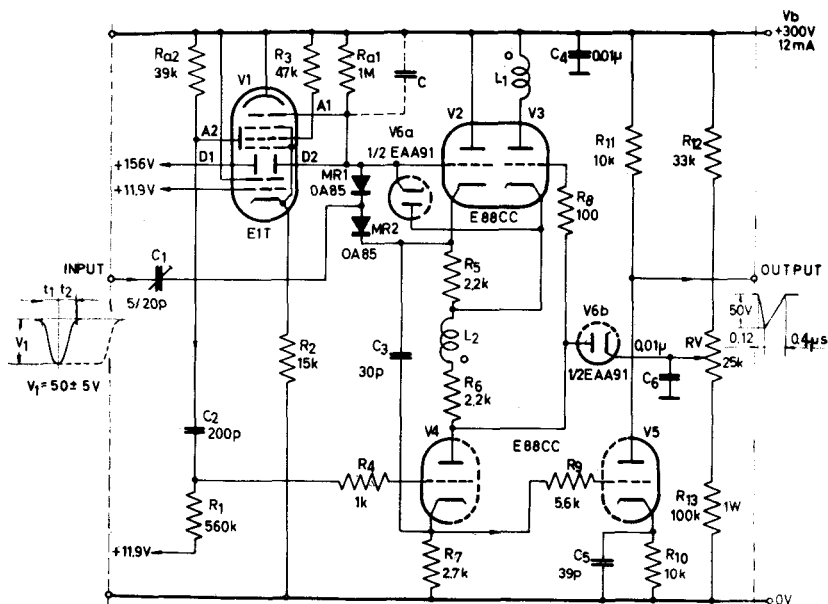


Fig. 3

Circuit B for 10^6 s^{-1} with deflection-error limit $g \approx 0.15 \times 2\pi$

Blocking oscillator transformer: $L_1 = L_2 = 300 \pm 50 \mu\text{H}$. Note for both circuits: All resistors 1/2 W unless otherwise specified. Filaments V2-V3, V6 at 156 V

The step-by-step deflection of the beam in the counting process through the stable positions "0" to "9" is performed in both circuits by the linear diode pump consisting of diodes MR1 and MR2, a cathode-follower V2, the capacitor C_1 and the stray capacitance C . The charge required for the deflection of the beam from one stable position to another can, according to the relation $C V_s = V_1 C_1 C / (C_1 + C)$, be adjusted by C_1 , or by the pulse amplitude V_1 . The deflection error caused by variations of these quantities can be expressed as

$$\frac{\Phi}{2\pi} = \frac{\Delta V_1}{V_1} + \frac{C}{C + C_1} \left(\frac{\Delta C_1}{C_1} - \frac{\Delta C}{C} \right). \quad (5)$$

The deflection error may, according to this relation, be reduced only to the amplitude variation of the drive pulse. The required accuracy of the drive-pulse amplitude can simply be obtained by a Schmitt trigger, which makes the operation independent of the input pulse. (The length t_p of the current pulse discharging the capacitance C is equal to the rise time t_1 of the voltage-drive pulse.)

The triode V4 is used in both circuits as a constant current source, i.e. as a high cathode resistance for V2, and also as a trigger amplifier in the flyback circuit. Due to voltage drop across R_5 and R_6 , which is independent of the potential V_{D2} (potential of D2), triode V3 and diode MR3 (V6a) are not conducting, so that the linear diode pump is not influenced in its operation by the circuit with V3 for all beam positions, except for the flyback. The flyback regenerative loop is closed via MR3 (V6a), V2, and C_3 , when the beam deflected to the auxiliary anode by the tenth pulse makes V3 conduct, which in turn cuts off V4. The capacitance C is charged by the circuit with V3 until V_{D2} reaches the value corresponding to the stable position "0" of the beam. This, according to the required counting speed, is performed in different ways in the two circuits.

In circuit A, V3 is used only as a low resistance through which capacitances referred to the cathode are charged. The cathode potential rise may be presented approximately as $(V_b - V_{ko})(1 - e^{-t/\tau_d})$, where

$$\tau_d = r_{io} C_g \left(R_k g_{mo} + \frac{C_k}{C_g} \right), \quad (6)$$

where r_{io} , g_{mo} = mean triode parameters; C_k , C_g = capacitances referred to cathode and grid of V3 respectively; $R_k = R_6$ in Fig. 2. A consideration of the tube and circuit parameters shows that, to keep the current of V2 and V4 reasonably low, which limits the minimum value of R_6 , τ_d cannot be made smaller than about 1 μ s. The end of the regenerative process, i.e. the upper limit of V_{D2} , is determined by $C_3 R_7$, which can be set so that the beam is brought in the vicinity of the stable position "0". Fig. 4 (a) shows that a time of 2 μ s is taken to complete the flyback and the rest is left for approaching the stable position "0", making a more accurate limitation of V_{D2} unnecessary.

In circuit B, V3 is used in an independent regenerative circuit—a modified blocking oscillator—to reduce the time needed for the flyback. The main feature of this circuit is that a high current and a large increase of the V3-cathode potential can be produced by a low transformer EMF, as the potential of L2 is always equal to the cathode potential. The regenerative process is ended by the limiting action of diode V6b, and the exact returning of the beam to "0" is set by RV. (C_3 in circuit B is used only for starting the flyback and producing the output pulse). Fig. 4 (b) shows that only 0.5 μ s is required

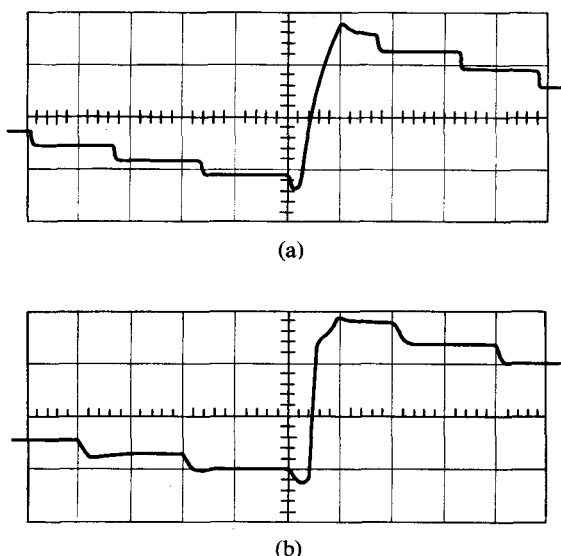


Fig. 4

Deflection of the beam in the counting process. Stable positions 7-8-9 and after the flyback 0-1-2 can be seen

(a) circuit A at $3 \times 10^5 \text{ s}^{-1}$; (b) circuit B at 10^6 s^{-1} ;
vertical scale (V_{D2}): 50 V per larger division; horizontal scale: $2 \mu\text{s}$ and $0.5 \mu\text{s}$ per larger division

to complete the flyback. The peak anode current (about 75 mA in this case) is determined by R_6 , so that variations of tube characteristics have little influence.

The cathode of V3 might in both circuits have been connected directly to D2, from a functional point of view, were it not for the cathode-to-filament conductance and higher capacitance. In circuit B, a low recovery-time semiconductor diode would be required to replace V6a.

IV. Performances

To get an insight into the performance and reliability of circuits presented, some results of a marginal test are given. The permissible partial variations of the anode and filament voltage and of the E1T cathode and anode resistance, determined on both circuits at their nominal counting speed limits, are as follows:

$$\begin{array}{ll} 80 < V_b < 400 & 4.5 < V_f < 7.5 \text{ (Volts)} \\ 10 \text{ k}\Omega < R_2 < 20 \text{ k}\Omega & 0.8 \text{ M}\Omega < R_{a1} < 1.4 \text{ M}\Omega \end{array}$$

It can be seen from Figs. 4 (a) and 4 (b) that the nominal counting-speed limits for both circuits are lower than the actual counting-speed limits. The output pulse of circuit B can be directly applied to circuit A. At the output of the circuit A a triangular pulse is obtained, which is suitable for the direct driving of conventional low counting-speed E1T-circuits.

REFERENCES

- [1] JONKER, J. L. H., VAN OVERBEEK, A. J. W. M. and DE BEURS, P. H., *Philips Res. Rep.* 7 (1952) 81.
- [2] RADEKA, V., *Electronic Engng* 32 (1960) 92.

NEW SIMPLE LOGARITHMIC COUNTING-RATE METER

V. N. KOSTIĆ AND B. J. KOVAČ
NUKLEARNI INSTITUT "BORIS KIDRIČ", VINČA
YUGOSLAVIA

Abstract — Résumé — Аннотация — Resumen

New simple logarithmic counting-rate meter. The paper describes the basic circuit and the design method for a multidecade logarithmic counting-rate meter, developed especially for fully transistorized portable instruments. The logarithmic linearity, relative to the periodic and random pulses (Poisson distribution), as well as the dead-time influence of the random pulses source on the logarithmic law, is analysed.

Nouveau compteur logarithmique simple. Les auteurs décrivent le circuit fondamental et la conception d'un compteur logarithmique à plusieurs décades, spécialement mis au point pour instruments portatifs intégralement transistorisés. Ils analysent la linéarité logarithmique pour les impulsions périodiques et aléatoires (distribution de Poisson), ainsi que l'influence du temps mort de la source d'impulsions aléatoires sur la loi logarithmique.

Новый простой логарифмический счетчик скорости счета. Описывается основной контур и метод конструкции многодекадного логарифмического счетчика скорости счета, специально сконструированного для работы на переносных приборах, действующих исключительно на транзисторах. Анализируется логарифмическая линейная зависимость периодических и случайных импульсов (распределение Пуассона), а также влияние мертвого времени источника случайных импульсов на логарифмическую закономерность.

Nuevo integrador logarítmico simple. Los autores describen el circuito básico y el método de cálculo de un integrador de impulsos logarítmico de varias décadas, ideado especialmente para ser aplicado en instrumentos portátiles a base de transistores. Analizan la linealidad logarítmica, con referencia a impulsos periódicos y aleatorios (distribución de Poisson), así como el efecto del tiempo muerto sobre la función logarítmica en el caso de impulsos aleatorios.

The basic circuits and the synthesis formulae concerning logarithmic counting-rate meters have been published by several authors [1—3]. The common element used in all systems is the binary switch. The use of the binary switch results in a current drain, thus loading the source of the power supply. The current drain can be even 100 times heavier than is necessary for an indicating instrument.

For convenience and economy, portable instruments should have a reasonably long battery life. In order to achieve this we suggest a circuit for a logarithmic rate-meter, using simple RC filters and an ordinary transistor switch.

I. Analysis of the basic circuit

The basic circuit is presented in Fig. 1 (a).

The capacitor C is charged through the resistance R from the battery E . The event-detector pulses activate the switch which discharge the capacitor C . The mean current, for evenly distributed pulses of the rate n , is given by the equation:*

* Key for indexes: m = mean, r = random, e = evenly, d = dead time effect, s = switching-time effect.

$$I_{me} = \frac{E RC}{R t} (1 - e^{-t/RC}), \quad (1)$$

where $\frac{1}{n} = t$.

For random pulses given by the Poisson distribution, the probability of one event occurring after the time t , in the time interval dt , is given by:

$$w(t) = n e^{-nt} \cdot dt. \quad (2)$$

The most probable value for the mean charge per pulse for random-event distribution, will be given by the relation:

$$q_{mr} = EC \int_0^{\infty} (1 - e^{-t/RC}) n e^{-nt} dt. \quad (3)$$

For the rate of n pulses per second, the mean current has the value:

$$I_{mr} = \frac{E}{R} \frac{nRC}{1 + nRC}. \quad (4)$$

Equation (4) is identical to that for the Cooke-Yarborough circuit, pump circuit, and the synthesis technique for the proposed logarithmic rate-meter is the same as

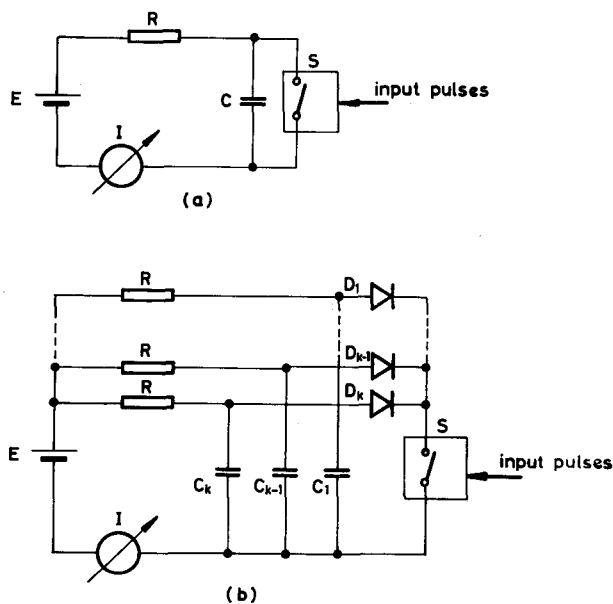


Fig. 1

The rate-meter circuits

(a) The basic circuit

(b) Multidecade rate-meter circuit

that for the Cooke-Yarborough one, by making saturated current contribution from each RC element equal and by spacing the time constants at uniform logarithmic increments. The proposed multidecade rate-meter circuit is presented in Fig. 1 (b). The diodes $D_1, D_2 \dots D_{k-1}, D_k$ separate the RC circuits one from another during the charging intervals.

The logarithmic curves of output current vs. counting rate for evenly and random-distributed pulses, have the same slopes, i.e. the curves are parallel. The ratio of the counting rates for the same output current is $n_r/n_e = 1.5$. This affords the possibility of calibrating the rate-meter with a standard pulse generator. The precision of the logarithmic law is about three times lower for evenly than that for random-distributed pulses.

II. The sources of errors

The dead time of the event detector can introduce an error in the determination of the event rate. Due to the dead time losses arise in the event detection and changes occur in the detected event-distribution relative to the original event distribution.

The influence of the detector dead time in event-rate determination, using the proposed circuit, will be analysed. It will also be assumed that every detector pulse is followed by the constant dead-time interval t_d , in which no event can be detected.

Referring to Fig. 2, a simple formula for the mean current, taking into account the dead time, can be deduced as follows: the difference between the current waveforms, for the dead times $t_d = 0$ and $t_d = Cte$, is restricted only to the intervals of the lost pulses. The number of the lost pulses is

$$n \frac{nt_d}{1 + nt_d}.$$

The lost charge per pulse is

$$EC(1 - e^{-y/RC})/(1 + nRC)$$

and the mean lost current due to the dead time is given by:

$$I_{\text{mrd (lost)}} = EC(1 - e^{-y/RC}) \frac{n}{1 + nRC} \frac{nt_d}{1 + nt_d}. \quad (5)$$

The mean current for $t_d = Cte$ is the difference between the mean current for $t_d = 0$ and the mean lost current. Introducing the mean value for $1 - e^{-y/RC}$, the mean current becomes:

$$I_{\text{mrd}} = \frac{E}{R} \frac{nRC}{1 + nRC} \frac{1 + knRC}{1 + knRC} \frac{1 - e^{-k_d}}{k_d} \quad (6)$$

where $k_d = t_d/RC$.

The curves $I_{\text{mrd}}/I_{\text{mr}}$ vs. $knRC$ for different values of k_d are given in Fig. 3. As a general conclusion it can be said that the event-rate reduction due to the dead time is negligible, if $k_d \ll 1$, even for nt_d as much as 0.2. This is an important advantage of the proposed circuit over that of Cooke-Yarborough. This characteristic is common to the Lichtenstein and De Bolt circuit.

собственной зоне через любой промежуток времени τ , так что он может быть задержан на осциллооскопе, синхронизированном с частотой повторения $\simeq 1/\tau$.

Нарастающая форма импульса не запоминается, так что время нарастания и спада удержанного осциллооскопом импульса свойственны лишь самому запоминающему устройству.

По существу блок-схема может рассматриваться как состоящая из двух расширяющих контуров. Эти контуры превращают входную ширину t в $t + \tau$. Удлиненные импульсы противоположных фаз складываются и дают выходной импульс с амплитудой A и шириной t .

Время задержки τ регулируется двумя контурами, устойчивыми только в одном состоянии и приводимыми в действие с расстояния t (контрольной контур задержки) насыщенным усилителем, который удваивает входной сигнал и дает через дифференцирующий контур (измерительный контур задержки) два импульса.

Выходной импульс подается снова на вход через ослабитель и линию задержки. Этот цикл повторяется с частотой повторения $\sim 1/\tau$.

Запоминаемый импульс имеет ширину от 50 микросекунд до 10 миллисекунд, и больше. Частота повторения может изменяться в интервале от 10^4 гц до 30 гц и менее.

В самом докладе описывается и другой контур с использованием того же самого принципа. Помимо амплитуды и ширины этот последний контур может запоминать и форму входного импульса.

Circuito memorizador para impulsos de larga duración. El circuito permite el almacenaje ilimitado de un impulso positivo de cualquier forma, conservando tanto la amplitud como el ancho del impulso.

En teoría, un impulso rectangular de amplitud A y anchura t producido como impulso aislado en un tiempo $t = 0$ puede ser reproducido en su propia área después de un tiempo cualquiera τ , de forma que puede ser retenido en un osciloscopio sincronizado a una frecuencia de repetición $\simeq 1/\tau$.

El circuito no memoriza la forma de elevación del impulso, así que los tiempos de elevación y de caída del impulso que retiene el osciloscopio son los inherentes al propio circuito memorizador.

En esencia, se puede considerar que el circuito está formado por dos circuitos alargadores que amplían la anchura de entrada desde t a $t + \tau$. Se suman los impulsos alargados de fase opuesta y se obtiene así en la salida un impulso de amplitud A y de anchura t .

El retardo τ es controlado por dos univibradores disparados a una distancia t (circuito de control del retardo) por un amplificador saturado que transforma en rectangular al impulso de entrada y da dos impulsos por medio de un circuito diferenciador (circuito medidor del retardo).

El impulso de salida se pasa de nuevo a la entrada a través de un atenuador y de una línea de retardo. El ciclo se repite con una frecuencia de $\sim 1/\tau$.

El impulso memorizado tiene un ancho de $50 \mu s$ a $10 ms$ y hasta más. La frecuencia de repetición puede variar desde 10^4 Hz hasta 30 Hz e incluso menos.

Se describe otro circuito basado en el mismo principio y que es capaz de memorizar la configuración del impulso de entrada además de su amplitud y de su anchura.

I. Objects of the circuit

The study and the design of the circuit described in this paper have been inspired by discussions concerning research about radiation damage on magnetic alloys.

A research programme has been studied with the aim of obtaining a fast-neutron integral-dose meter.

It has been decided to try the variation of some magnetic properties as a function of fast-neutron integral dose, in special ferromagnetic alloys.

For measurements during the irradiation in the reactor core of the magnetic toroids, and for routine measurements for obtaining integral dose, flux maps etc., it was decided to study a memorizing circuit.

The rapid and precise measurements that could have been attained and the possibility of obtaining several quantities of the hysteresis cycle during the first period of research, have stimulated the work in the study and design of the circuit.

II. Logic of the circuits

We decided first that the characteristic quantities of the pulse to be memorized were the peak amplitude A_M and the width t (that is the time for which the amplitude of the pulse is more than $10^{-3} A_M$). We called this width base-time t .

The circuit with those features was named a type-A memorizing circuit.

The output of the type-A circuit is then a rectangular pulse of amplitude A_M and width t , when, at its input terminals, we apply a pulse of any shape, amplitude A_M and width t .

In the present paper we describe a circuit of type B with more general features; type-A circuit is the more important component of type B.

1. The logic of the type-A circuit appears in the block diagram of Fig. 1.

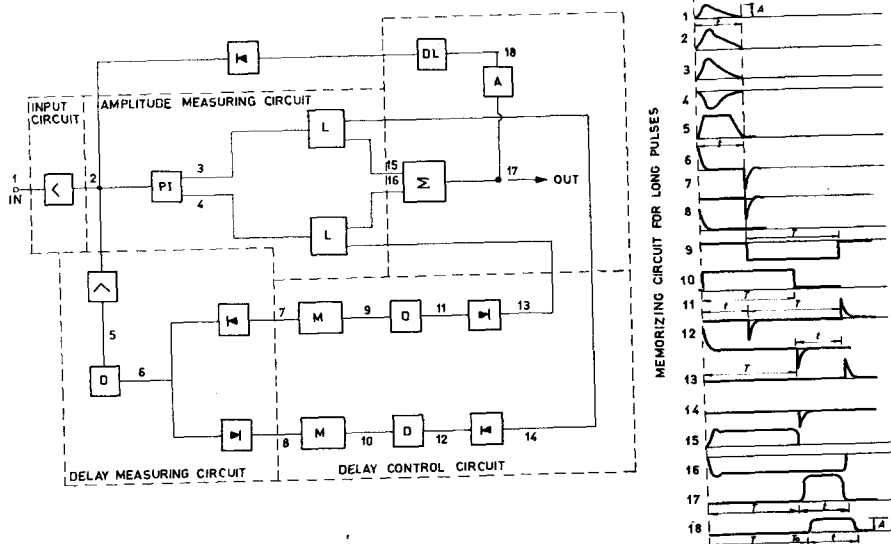


Fig. 1

Block diagram of type-A circuit

A = attenuator; D = differentiator; DL = delay line; L = stretcher; M = monostable delay calibrator; PI = phase inverter; Σ = buffer

The input pulse is applied to a phase-inverter, at the output of which we obtain two pulses equal to the input pulse and that of opposite phases. These two pulses are then applied to different stretching circuits which stretch the pulses to the time τ and $t + \tau$ respectively.

A special delay measuring-circuit controls the breaking edge of the two pulses. This circuit is formed by a saturated amplifier which, at first, squares the input pulse of

width t . Differentiating, we obtain from the squaring circuit two pulses of opposite phases at an interval t from each other.

We now select from the two pulses the positive one.

At the instant $T = 0$, it starts a monostable circuit that gives a pulse of width τ . The same is the case for the negative pulse which, at the instant $T = t$, starts another monostable which, at the output, also gives a pulse of width τ , from $T = t$ to $T = t + \tau$.

The pulses from the monostables are differentiated and we select the pulses at the time $T = \tau$ and $T = t + \tau$, with such a phase that is opposite to that of the stretched pulses which are to be extinguished.

At this moment the stretching-circuits are free. We have now obtained two pulses of opposite phase, both of amplitude A_M with a width of t and $t + \tau$ respectively.

We must now add the pulses to obtain a single pulse of amplitude A_M (or proportional) and width t .

This pulse has a delay-time of τ with respect to the input pulse, and, if the stretched pulse with width $t + \tau$ was of the same phase as that of the input pulse, and the adder circuit is not an inherent phase-inverter, it has the same phase as that of the input pulse.

Once the adder circuit is free all the circuit is free and ready to receive at the input, theoretically at the same instant, as the pulse generated at the output.

It is really necessary to delay the pulse fed back to the input to at least 2 or 3 times the decay time of the stretched pulses (5–10 μ s).

Summarizing, the circuit is formed by three different parts: the first (amplitude measuring circuit) which memorizes the pulse peak amplitude, the second which measures and memorizes the base time of the input pulse; finally the third is a buffer circuit in which the contribution of the two preceding circuits is added to reproduce the peak amplitude and the base-time of the input pulse.

The rectangular pulse produced is then fed back through a delay-line, to recommence a new memorizing cycle.

2. With type-B circuit we wish to memorize not only some features of the pulse, but also the pulse shape.

This type-B is, therefore, the true memorizing circuit in its more general meaning, allowing a complete study of the single memorized pulse.

The memory is formed by three different parts: input circuit (that works only for the incoming single pulse and not for the repetitive pulses that begin the cycles of memory); shifting circuits for the sampled pulses (formed by type-A circuits); and the buffer circuit.

The input circuit is designed to sample the amplitude of the pulse at the instants $T = 0, \theta_1, \theta_2, \theta_3 \dots \theta_n$ (with $\theta_1 = \frac{1}{f}$, $\theta_2 = \frac{2}{f} \dots \theta_n = \frac{n}{f}$) by sufficiently narrow pulses at a fixed distance of time $\theta = \frac{1}{f}$.

A sinusoidal oscillator of frequency $f = \frac{1}{\theta}$ opens a gate through a diode that selects the semiwaves of the positive phase (see Fig. 2 and pulse shape Fig. 3). The input pulse to be sampled is applied to the gate, at the output of which we obtain a square pulse of the width $\frac{1}{2f}$ and an amplitude proportional to that of the input pulse at the moment of sampling. The input pulse is thus reduced to a train of pulses sufficiently close to keep its shape (see Fig. 3).

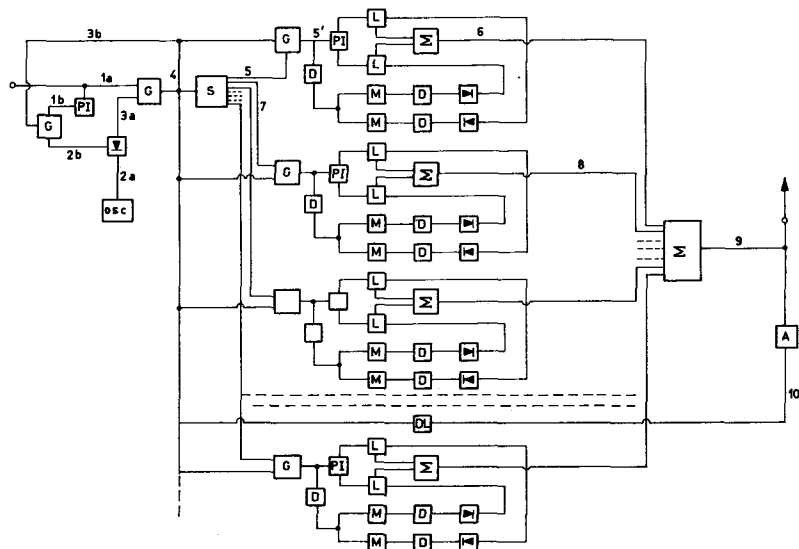


Fig. 2

Sampling memorizing circuit for long pulses

A = attenuator; D = differentiator; DL = delay line; G = gate AND; L = stretcher; M = monostable delay calibrator; PI = phase inverter; osc = oscillator; S = ring sequencer; Σ = buffer

Now the n pulses of the train are applied to a ring-sequencer which distributes the pulses one by one to the n -shifting circuits. At the input of shifting circuits there is a gate (and circuit) at the first terminal of which is applied the pulse from the input circuit gate; at the second input of only one of the shifting-circuits gates the corresponding output of the ring-sequencer is applied. Now we have only to remember that shifting circuits (type-A circuits) reproduce their own input pulses continually at a repetition rate $\psi \simeq \frac{1}{\tau}$ (see Fig. 3).

The memory cycles are shifted at a time Θ between each other in sequence, that is at a time $n\Theta$ between the first and the last one.

The width of the input pulse results in $\tau = n\Theta$ and the repetition frequency should be less than $\sim \frac{1.5}{\tau}$.

To summarize, at any time during this situation it is sufficient to apply the n outputs of the "shifters" to a buffer circuit: the train of pulses is so formed again during a time $\tau = n\Theta$ and at a frequency $\psi > \frac{1.5}{\tau}$.

Sending the output of the buffer circuit to an oscilloscope it is possible to "read" the memory easily at any moment.

Theoretically we can also think of a single link between the output (reading circuit) and the input of the ring-sequencer: this link may be a single delay-line instead of the n delay-line contained in the shifters; of course this will cause some trouble when the width of the pulse becomes narrower.

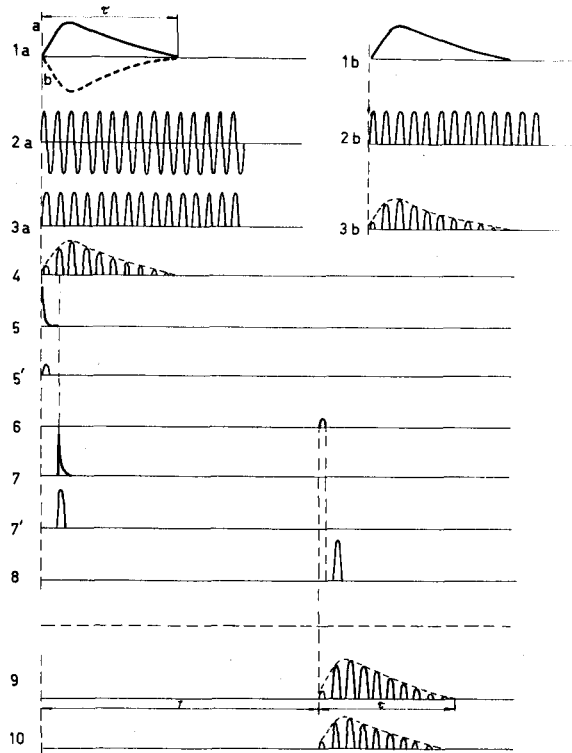


Fig. 3
Diagram showing pulse shape

Surely it is most important to test the circuit at an ever shorter pulse width.

III. Realization of type-A circuit

1. INPUT CIRCUIT

The input circuit has been designed to give a high input impedance to the memory and to standardize the input pulse to a value between 5 and 20 V. If necessary, before the stretching-circuits, we must also insert an attenuator to reduce the input signals.

Therefore the first stage has a variable gain and the output is applied to both the phase-inverter and the saturated amplifier (see Fig. 4).

2. PHASE INVERTER

The phase inverter which has been used, is a spilt-load type. It must be noted that the maximum peak-signal level to be handled by this phase-inverter is approximately half of that delivered by other types of inverter (side-branch, cathoded-coupled, etc.). Of course this means that the signal to be applied to the inverter must be less than 20 V. Simplicity and economy of parts have influenced this solution.

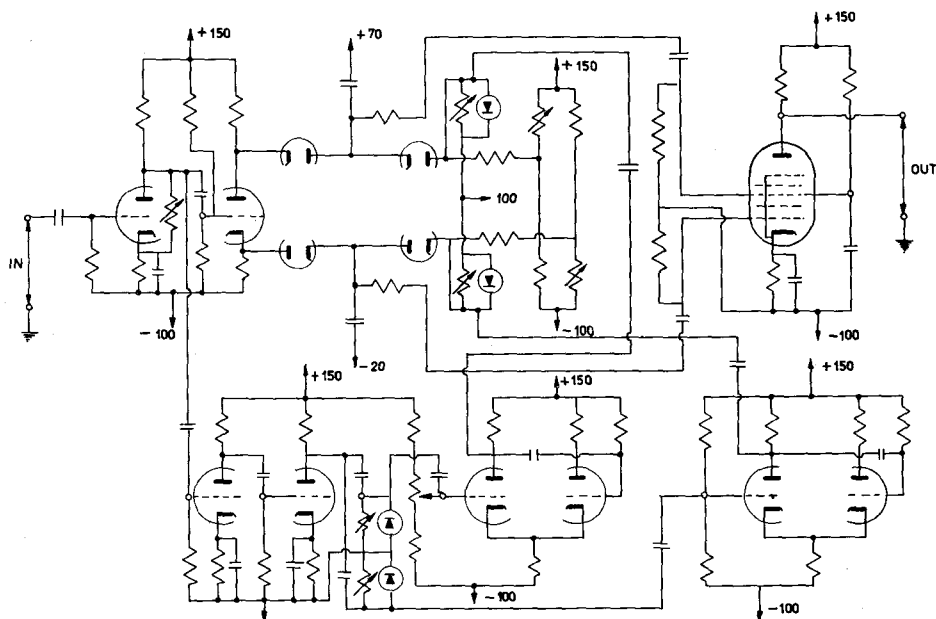


Fig. 4
Diagram of type-A circuit

3. SATURATED AMPLIFIER

The saturated amplifier is formed by two high μ -cascade triodes. The stage gain is approximately 90. The differentiator applied to the output is able to deliver two pulses from the square pulse at a distance τ . The centres of pulses are shifted with respect to the input pulse, at a time corresponding approximately to an amplitude of 10^{-4} of the peak level of the pulse. This means that the delay is less than a microsecond when the rise time is more than a millisecond.

4. STRETCHING-CIRCUITS

The stretching circuits are the effective cores of the memory. In fact they memorize the amplitude of the pulse, keeping the charge of a high quality condenser unchanged until the arrival of the ending pulses from the multivibrators (see Fig. 4).

The pulses of charge and discharge to the condenser are delivered through high-vacuum diodes. The storage condensers were the polythene types which have shown very good dielectric features. The buffer circuit (adder) to which the stretchers deliver their pulses must have a very high input impedance.

The choice of diodes with low reverse currents is very important because the storage condenser is charged during the stretching time. Very important is the adjustment of diodes thresholds for a good circuit running.

5. DELAY-MEASURING CIRCUIT MONOSTABLES

The monostable circuits are triggered by the differentiated pulses of the square pulse delivered from the saturated amplifier. The time constant of the differentiator circuits must be designed bearing in mind the lowest pulse width. Therefore it is necessary for the monostable circuits to have a very high triggering sensitivity (from 0.1 to 0.5 V). In fact it means that, for a certain value of differentiator time-constant, it is possible to obtain a certain triggering action which is accurate in time as long the time-duration of the input pulse is twice the differentiation time-constant. For the present circuit a time constant has been used which is equal for the two multivibrators, but must be adjusted with the minimum pulse width of the input.

It may be useful for the memory to be equipped for several repetition frequencies of memorizing cycles. This is accomplished by adjusting the time duration t of the pulses of the two monostables. This feature may be useful if one wants the time width of the input pulse to vary over a wide range.

Generally we prefer a repetition rate of memorizing cycles to be sufficiently high so as to be easily detected on an oscilloscope, but not so high as to prevent the memorization of the longest pulse in the working range.

It is very important to obtain the rise and decay time of the monostable pulses because they determine the features of the feed-back delay-line. To bias the RC-coupling circuits to a voltage higher than 150 V (see Fig. 4) would constitute a great improvement in precision timing and in applying the features previously described.

6. BUFFER, ATTENUATOR AND DELAY LINE

The buffer must be a high input-impedence circuit. We have solved the problem by using a multigrid-tube. It is better to use the multigrid tube in a cathode-follower arrangement instead of that shown in Fig. 4.

Because of the different grid-to-plate transconductances it is rather difficult to adjust the output, especially when the two grids are used as amplifier input grids.

Some advantages arise from the low output impedance of the cathode-follower arrangement because both the delay-line and the attenuator may be low-impedence circuits.

The attenuator circuit is very essential because it is able to give the total ring gain exactly equal to unity. Any deviation from unity gain means pulse compression or expansion during the time. The time delay of the delay-line must be computed from the longest monostables decay-time. It seems advisable to design the time delay at about four to five times that of the decay time of the largest stretched pulses.

IV. B-type memorizing circuit

1. INPUT CIRCUIT

The input circuit has been designed to be able to handle both positive and negative input pulses.

The sampling pulses are sinusoidal positive semiwaves and are delivered by an oscillator followed by a diode limiter.

The sampling pulses are applied to different gates for positive or negative input pulse. The gates deliver pulses at the same oscillator-sampling frequency, each being proportional

to the input-pulse amplitude at the sampling instant. These pulses are always positive, the negative input pulse being made positive before being applied to its own gate.

The input pulse is now transformed into a positive train of pulses. The oscillator frequency must be variable over a wide range, owing to the fact that it is convenient to get the input pulse, sampled in a number of pulses, equal at least to the number of single-pulse memorizing circuits (or shifters).

It seems advisable to fix the number of shifters at about ten; in fact we may memorize the pulse with a sufficient number of pulses, without over-complicating the circuit.

The phase-inverter may be a split-load one, such as a type-A circuit, or an anode-follower as shown in the block diagram of Fig. 2. In the first case the two outgoing pulses should have been applied to the two gates of the input circuit.

The S circuit (see block diagram of Fig. 2) may be composed of n bistables arranged in a ring (ring-sequencer) if we want a high counting rate.

In fact it is true that the minimum width of the memorized pulse depends essentially upon the resolution time of the sequencer. However, the use of a special-purpose gas-filled counting-tube (stepping-switch) is possible up to a pulse-width of 1 ms.

It is to be noted that a gas-filled stepping-switch must be handled by a negative train of pulses of large amplitude. It is then necessary to insert a pulse-forming circuit to trigger the sequencer.

2. BUFFER CIRCUIT

Contrary to the same circuit of type-A memory it is not necessary to have a high input impedance. Theoretically the circuit could be formed by a simple resistor. In fact this buffer is a transducer of pulses arriving at different times which keeps their amplitude unaltered.

V. Conclusions

The final result to be attained with a type-B circuit is to handle ever shorter pulses. It is evident that the time duration limit for the pulses to be memorized by the type-B circuit is at least ten times higher than that of the type-A circuit, when the number of memorizing pulses is reduced to five.

It seems to be possible to reach easily the 10 μ s pulse duration for the component pulse (type-A, shifting circuits) and not impossible to attain, by simple methods 1 μ s and less. In this case the shortest pulse width for a pulse completely memorized by sampling, would be 100 μ s and less.

END OF VOL. II

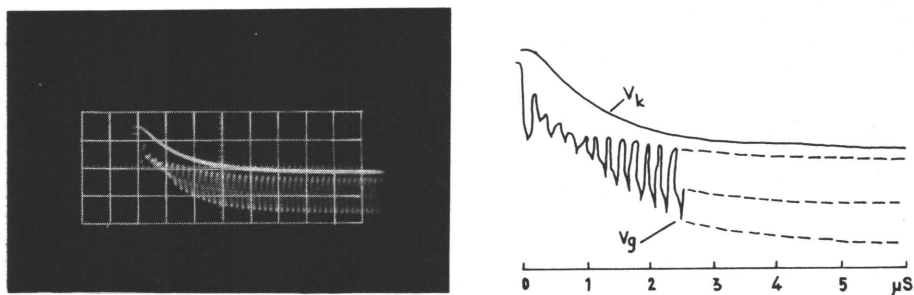


Figure 2

Tension de cathode (en haut) et tension sur l'une des grilles (en bas). Echelle du temps: $1 \mu\text{s}$ par carreau.

$C_k = 1000 \text{ pF}$ — $C_a = 18 \text{ pF}$ — $R_a = 2,7 \text{ k}\Omega$ — D_3 présente — R.A.Z. absente.

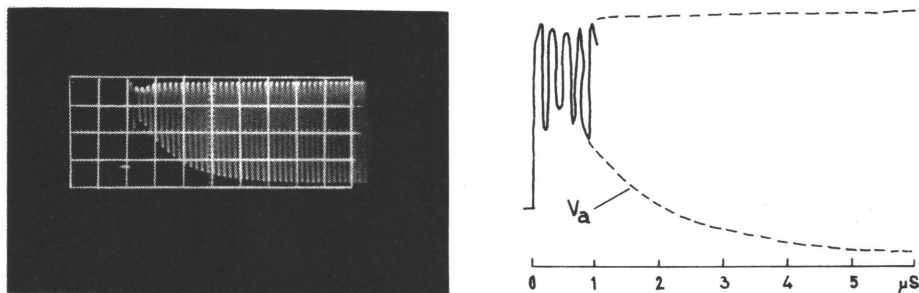


Figure 3

V_a en fonction du temps ($1 \mu\text{s}$ par carreau).

$C_k = 5000 \text{ pF}$ — $C_a = 18 \text{ pF}$ — $R_a = 2,7 \text{ k}\Omega$ — D_3 présente — R.A.Z. absente.

C_{p1g2} et C_{p2g1} et sur les capacités parasites C_{s1} et C_{s2} . Ces charges s'écoulent relativement lentement par les ponts de résistances R_{p1g2} — R_{g2} et R_{p2g1} — R_{g1} . Si la période des impulsions d'entrée est petite devant la constante de temps de décharge des capacités de grilles, le potentiel moyen de ces dernières décroît progressivement (fig. 2). Corrélativement, le potentiel de l'armature du condensateur C_a , reliée aux diodes D_1 et D_2 , augmente. Il en résulte un blocage progressif des tubes et une diminution d'amplitude des impulsions appliquées réellement aux grilles (fig. 2), d'où la diminution des signaux de sortie, et éventuellement l'arrêt de fonctionnement de la bascule, d'autant plus rapide que le recul de grille est plus faible (fig. 3).

Ce phénomène de blocage partiel ou total peut être évité en rendant la constante de temps $R_k C_k$ suffisamment petite devant la période des impulsions incidentes, afin que le potentiel des cathodes accompagne bien le potentiel moyen des grilles; la constante de temps $R_k C_k$ doit toutefois ne pas être trop petite devant la largeur de l'impulsion d'entrée, et, en définitive, la détermination de C_k donnant le meilleur compromis doit être effectuée expérimentalement.

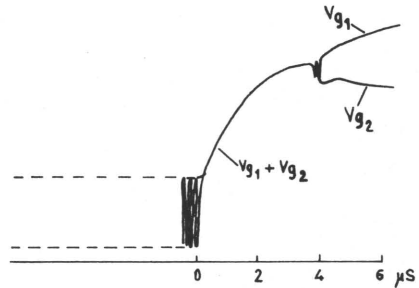
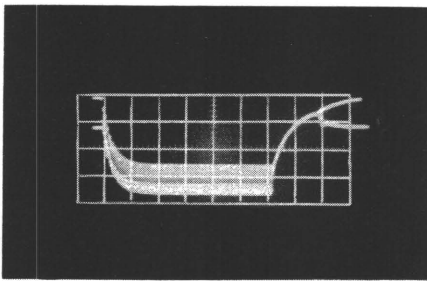


Figure 4

Comparaison des tensions obtenues sur les deux grilles ($2 \mu s$ par carreau).
 $C_k = 47 \text{ pF}$ — $C_a = 200 \text{ pF}$ — $R_a = 100 \text{ k}\Omega$ — D_3 présente — R.A.Z. absente.

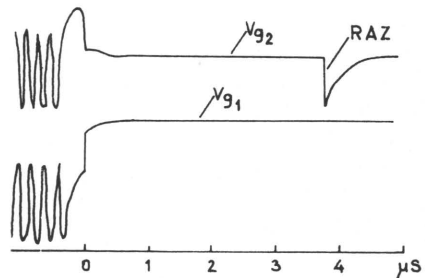
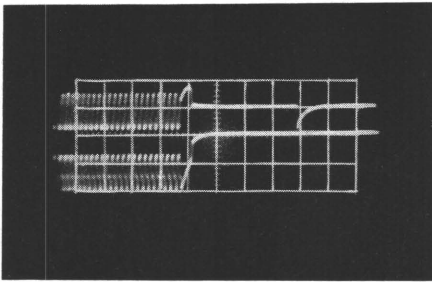


Figure 5

Tension sur les deux grilles: en haut, V_{g1} ; en bas, V_{g2} avec l'application de la remise à zéro ($1 \mu s$ par carreau).

$C_2 = 33 \text{ pF}$ — D_3 présente.

De même, la constante de temps $R_a C_a$ doit être suffisamment faible pour que le potentiel moyen en «a» reste toujours peu différent du potentiel des cathodes. On satisfait facilement à cette condition en shuntant R_a par une diode telle que D_3 .

Il est à remarquer que, le potentiel en «a» étant pratiquement celui des cathodes, l'apport continu de charges négatives sur les grilles entraîne une baisse considérable de leur potentiel; un état d'équilibre est toutefois rapidement atteint, parce que les courants de décharge dans les ponts $R_{p1g2} - R_{g2}$ et $R_{p2g1} - R_{g1}$ augmentent par un double effet: baisse du potentiel moyen des grilles et élévation du potentiel moyen des anodes.

RÉGIME TRANSITOIRE A L'ARRÊT

Si aucune précaution spéciale n'a été prise, la suppression des impulsions d'attaque risque de provoquer des phénomènes dont l'allure générale est donnée par la figure 4. Après la dernière impulsion, les deux anodes de la bascule tendent à revenir à un potentiel moyen égal pour les deux; à la suite d'une période d'hésitation, la bascule prend une position quelconque sans rapport avec son état précédent.

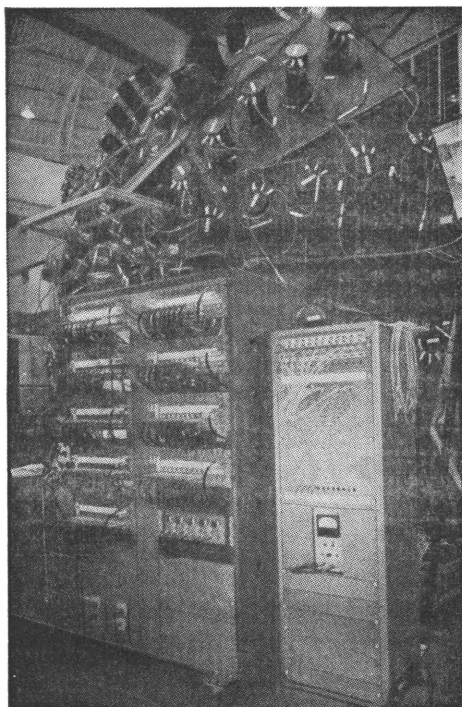


Fig. 1

Rear view of counter array with signal shapers and test equipment in foreground

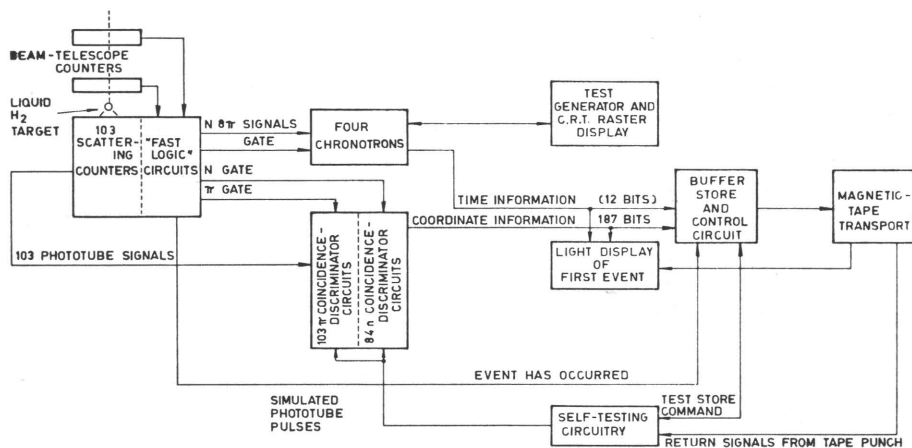


Fig. 2

Block diagram of instrumentation for a multi-channel counter experiment

splitter is shown for illustration. The output rise time is 5 ns for a step-function input. The gain is 0.8, and the maximum output amplitude is +1 V or -2 V.

In the same manner, the signal mixer is flexible with regard to the number of channels that can be used. The two-channel mixer produces an output pulse having a 4-ns rise-time for a step signal applied to either input. The unit illustrated is suitable for negative pulses; by substituting PNP transistors and reversing the supply potentials, it is suitable for positive signals.

The monitor output in each case is isolated by an emitter follower; this isolation makes the normal output almost independent of the monitor loading.

To preserve signal rise-times between units, special care was given to the circuit packaging. A modular unit was desired that was inexpensive, used printed-circuit techniques, allowed interconnection of nanosecond pulses with coaxial cables, and provided connections for power and slow pulses through printed-circuit connectors. The resulting unit is shown in Fig. 6. It is available in a number of different widths and panel sizes.

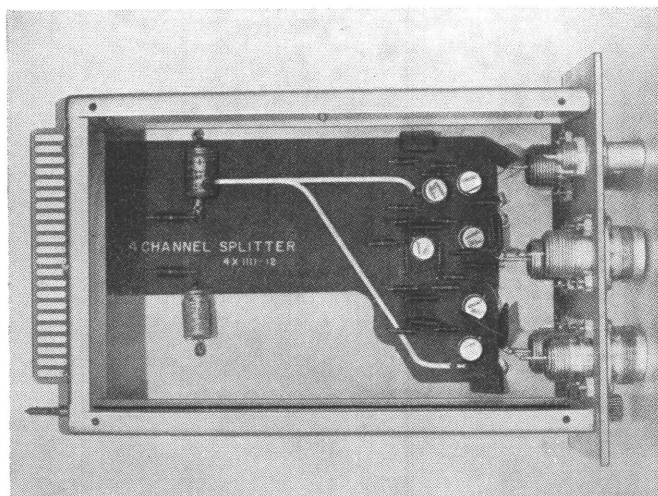


Fig. 6
Shielded package for nanosecond circuits

VI. Chronotron

The determination of the neutron energy by finding its time-of-flight is typical of measurements that lend themselves to automated readout. The interval of interest is from 11 to 43 ns. A nine-channel, parallel-access chronotron compares the flight time of prompt pions with the slower neutrons. The 32-ns interval is divided into seven periods, with two additional channels. One of the latter channels indicates neutron pulses arriving too early, and another, those arriving too late. A block diagram of the chronotron is shown in Fig. 7. The splitting transformer divides the reference signal into nine similar pulses. Each of these is delayed by a different amount and compared

to the neutron signal in a diode sampling circuit. The appropriate output among the nine is indicated by the sampling circuit having the greatest output voltage. A diode matrix converts the signals to a binary-coded output for storage purposes. A test routine is fed through the chronotron circuits whenever they are not used for actual time measurement. Fig. 8 shows the test routine simultaneously presented for four chronotrons.

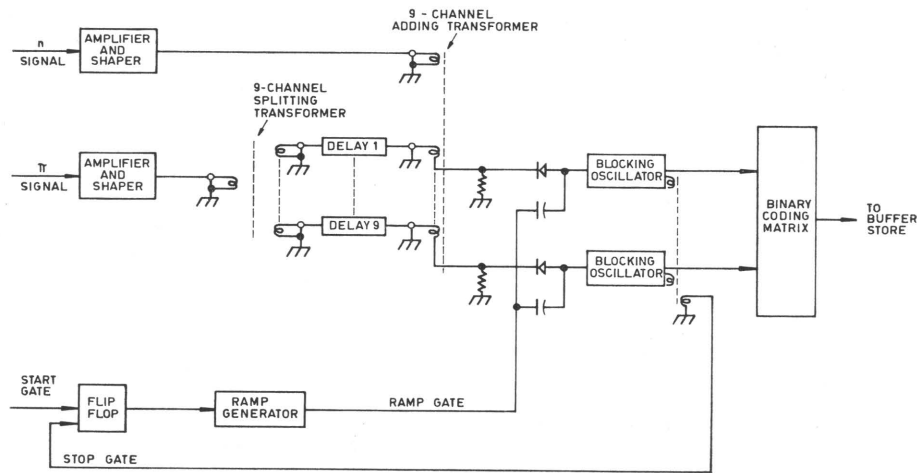


Fig. 7
Chronotron block diagram

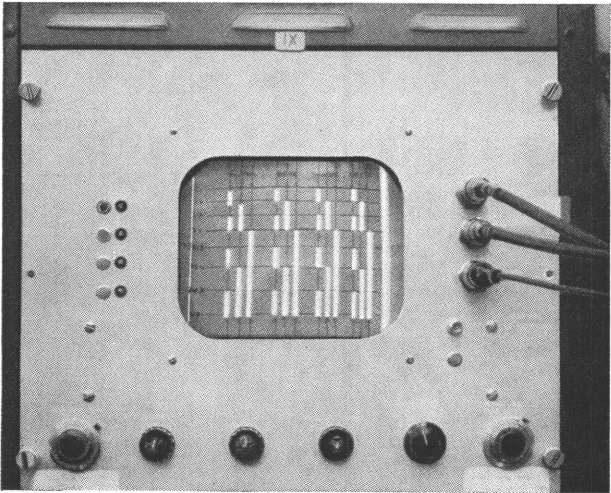


Fig. 8
Display of binary-coded test signals of four chronotron channels

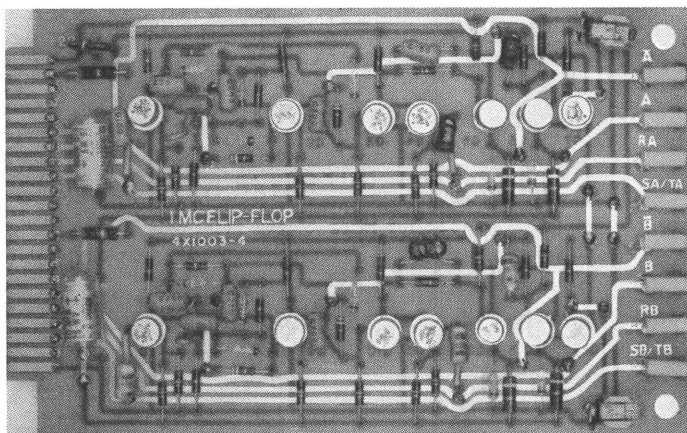


Fig. 10

Printed-circuit board containing two 1-Mc flip-flop circuits

is split into a number of channels by a passive distributor shown in Fig. 11. To keep the 10-ns pulses from being shorted out by the series-parallel connections shown, ferrite cores are used for isolation. The rapid recognition of a large mass of information is always difficult. A display panel has been used here to observe data during the actual running of the experiment as well as test patterns during error checking. The panel consists of an array of incandescent lights arranged in the same spatial pattern as the

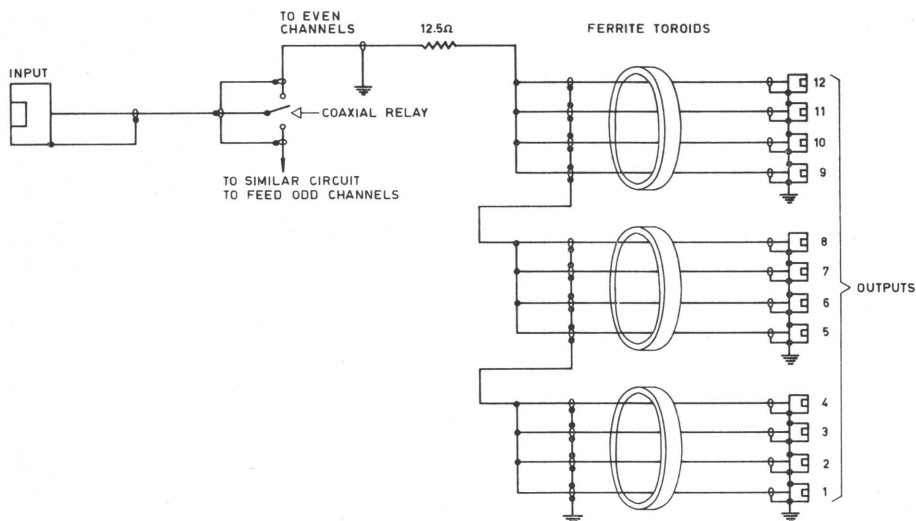


Fig. 11

Schematic diagram of test-pulse distributor. Each group of four miniature 50-Ω cables makes four turns around a toroid

scintillation counters in the experiment. One set of lights is for the pion signals, the other for the neutron signals. While the whole data-acquisition system can store many events per Bevatron beam burst, an observer has difficulty in remembering more than

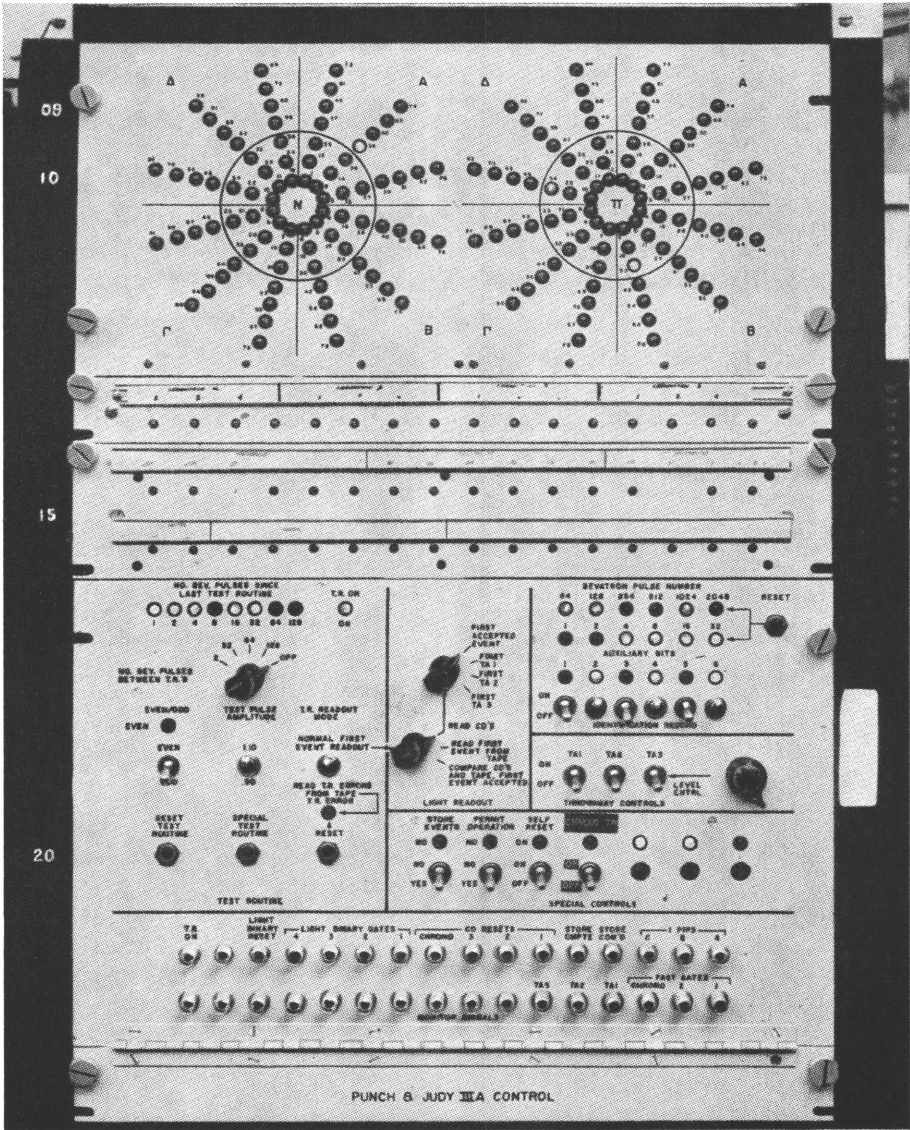


Fig. 12
Light display panel

one event at a time. Thus it was decided to display only every tenth event in any burst. The last event is displayed continuously until the next Bevatron pulse.

The display panel is arranged to show (a) events going into the buffer store, (b) events recorded on magnetic tape, or (c) the difference between conditions (a) and (b). The first condition checks the circuits ahead of the buffer store, the second condition checks the entire system, and the third allows one to check the performance of the store and tape transport.

The light bulbs (General Electric (United States) No. 344) glow brightly at 12 V and draw about 20 mA; they glow very dimly at 5 V and draw about 9 mA. Circuits are arranged so that binary 1 is the bright condition, binary 0 the dim condition. Both of these conditions can be distinguished easily from an open circuit or a defective bulb.

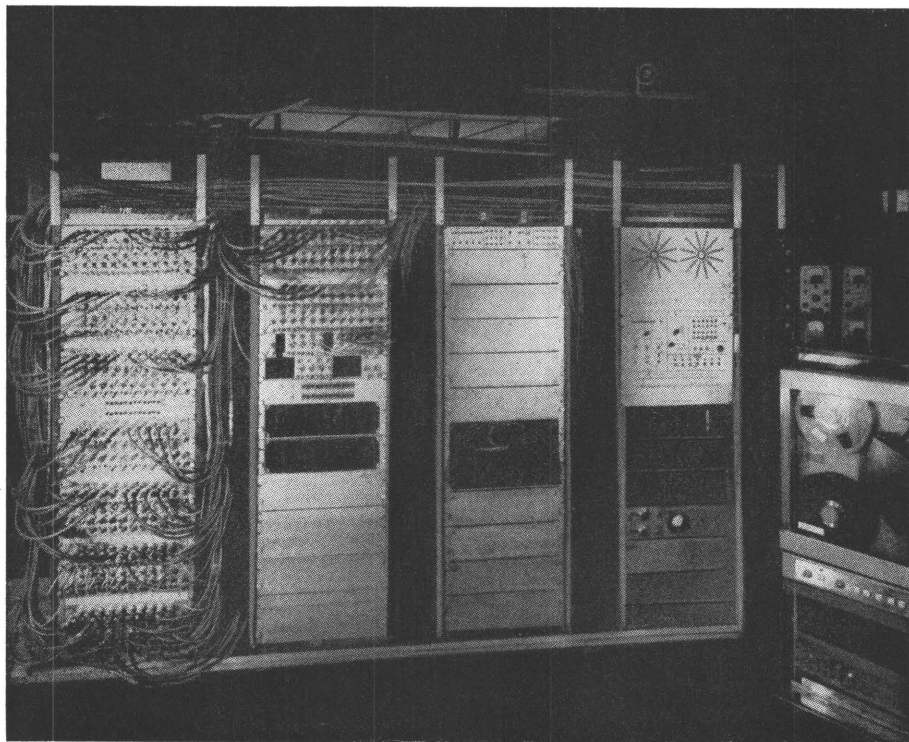


Fig. 13

View of part of the fast-logic circuits with the coincidence-discriminator units, buffer store, test and control circuits, and magnetic-tape transport

IX. Conclusions

The complexity of recent counter experiments has demanded new ways of gathering experimental data. We believe that the methods used here are a worthwhile approach to an automated data-acquisition system.

Dispositif expérimental

CIRCUIT MESURANT LA DURÉE DE DÉCROISSANCE

La figure 2 représente le dispositif électronique qui permet la mise en évidence du temps t_0 . L'impulsion anodique est séparée en deux parties par un double amplificateur à cathode asservie. Un circuit détecteur de grande constante de temps (de l'ordre de $20 \mu\text{s}$) fournit un signal légèrement décroissant et proportionnel à l'amplitude de l'impulsion. La comparaison de l'impulsion avec ce dernier signal s'effectue dans un amplificateur différentiel où la contre-réaction est considérable.

La figure 3 montre les photographies des impulsions obtenues après le mélange et la différence observée pour les valeurs de t_0 relatives à des particules alpha et à des électrons d'amplitudes voisines.

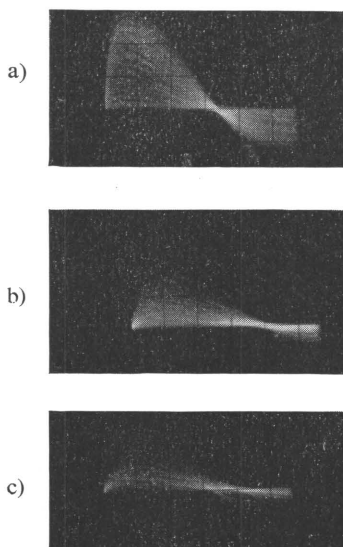


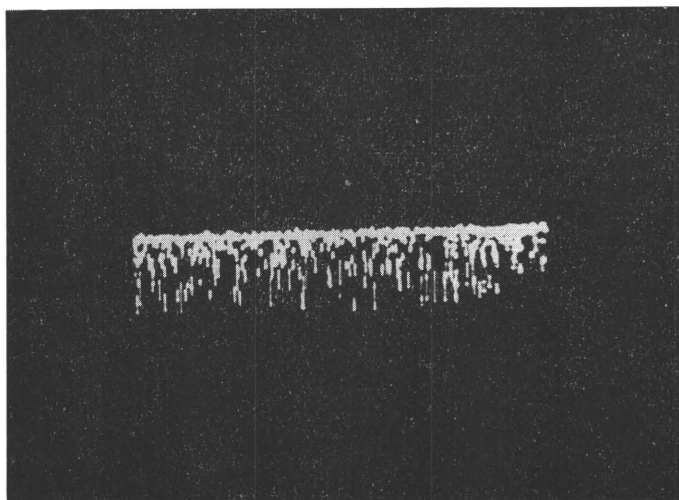
Figure 3

Impulsions délivrées par le circuit «mesureur» de formes a) pour des particules α , b) pour des rayons γ , c) pour des particules α en présence de rayons γ .

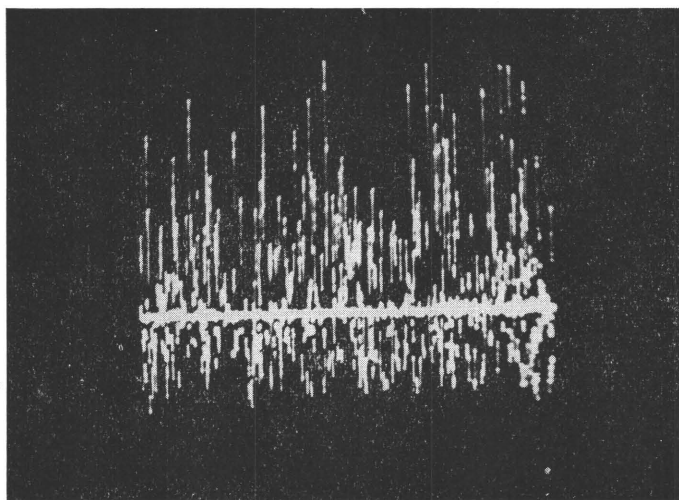
Résistance de charge: $100 \text{ k}\Omega$
Vitesse de balayage: $1 \mu\text{s/cm}$.

CONVERTISSEUR TEMPS-AMPLITUDE (fig. 4)

A l'entrée, l'impulsion est envoyée dans deux voies qui produisent respectivement un signal à l'instant 0 et un signal à l'instant t_0 . Ces deux signaux déclenchent une bascule et, par conséquent, le passage d'une particule ionisante se traduit par un signal carré de largeur t_0 . Une simple intégration, même partielle, transforme la largeur en amplitude.



а)

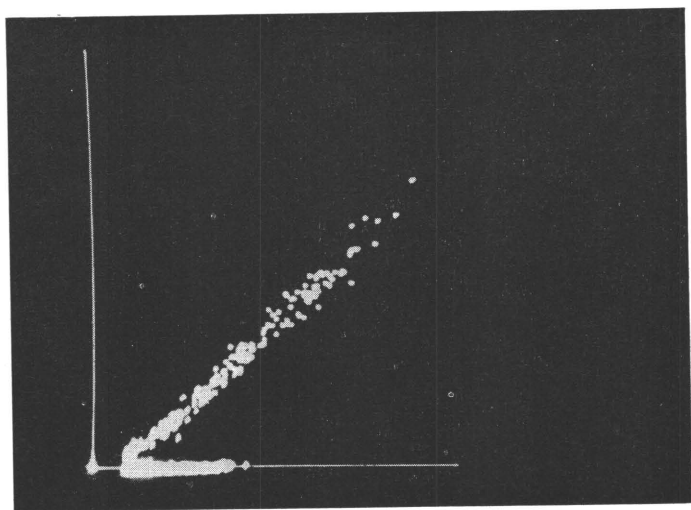


б)

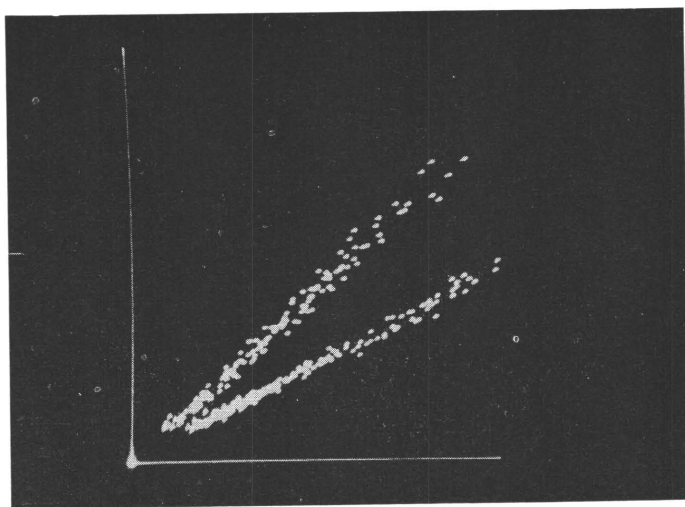
Рис. 2

Осциллограммы выходных импульсов при регистрации: а) γ -квантов (Sb^{124}), б) нейтронов и γ -квантов Po-Be. Луч трубки осциллографа подсвечивается только на вершинах импульсов

1. Амплитудная характеристика выходных импульсов имеет линейный вид до начала ограничения тока ФЭУ пространственным зарядом. Характеристика проверялась по схеме, приведенной на рис. 3 [3]. На ее входы подавались динодный (отклонение по оси X) и выходной (отклонение по оси Y) импульсы со схемы,



а)



б)

Рис. 4

Импульсы от нейтронов и γ -лучей Ро-Ве источника, полученные при подаче на входы схемы, рис. 3, импульсов от схемы, рис. 1 а): а) диодного (отклонение по оси X) и выходного (ось Y) импульсов; б) диодного (ось Y) и запомненного анодного (ось X) импульсов. На всех фотографиях верхние линии обусловлены регистрацией нейтронов

При проверке схемы на моноэнергетических нейтронах, получавшихся при бомбардировке трития протонами, ускоренными в высоковольтном ЭСГ, получено отделение от γ -фона нейтронов, энергия которых равна 80 кэВ (U_a ФЭУ = 1800 в).

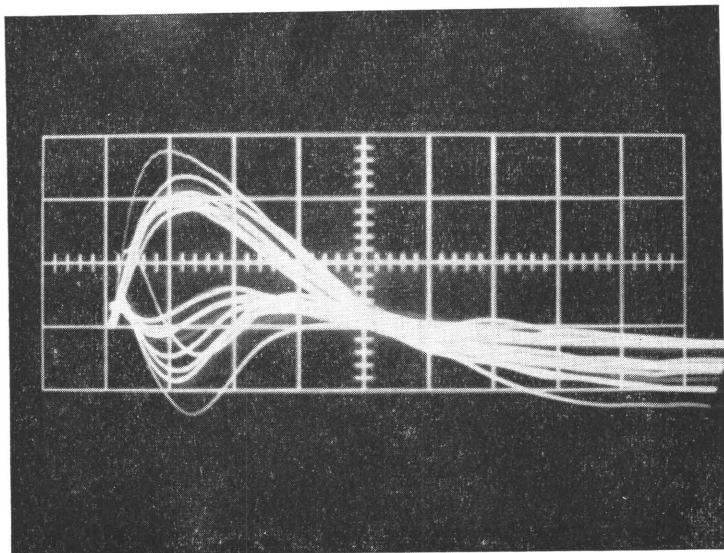


Fig. 6

Oscilloscope picture of proton and electron pulses after diode and amplifier, in the case described in Fig. 4. Sweep speed $1 \mu\text{s}/\text{cm}$. One of the pulses shows pile-up of a proton and electron pulse

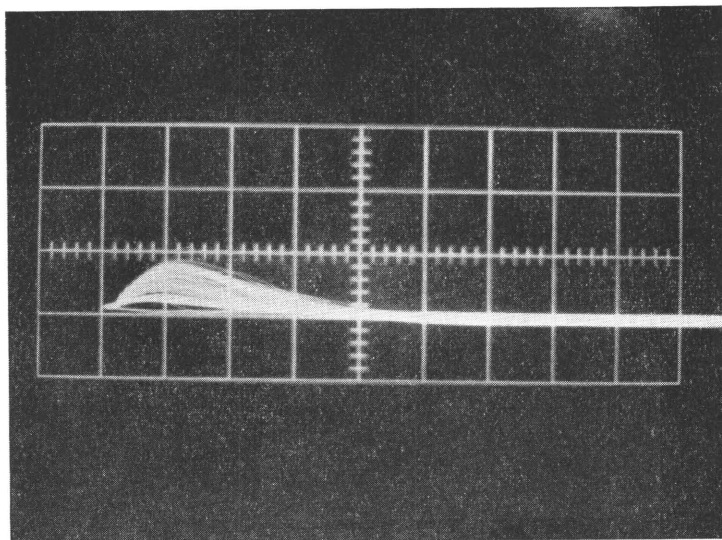


Fig. 7

Oscilloscope picture of all gamma-pulses from a Y^{88} source after diode and amplifier; sweep speed $1 \mu\text{s}/\text{cm}$

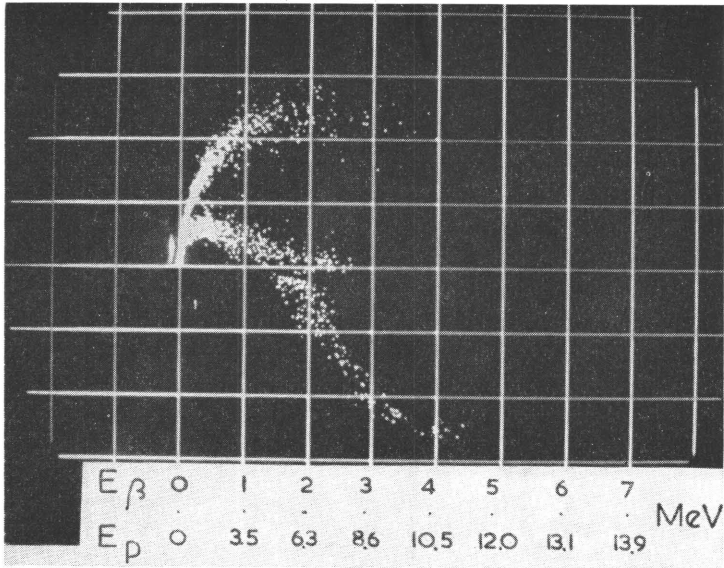


Fig. 8

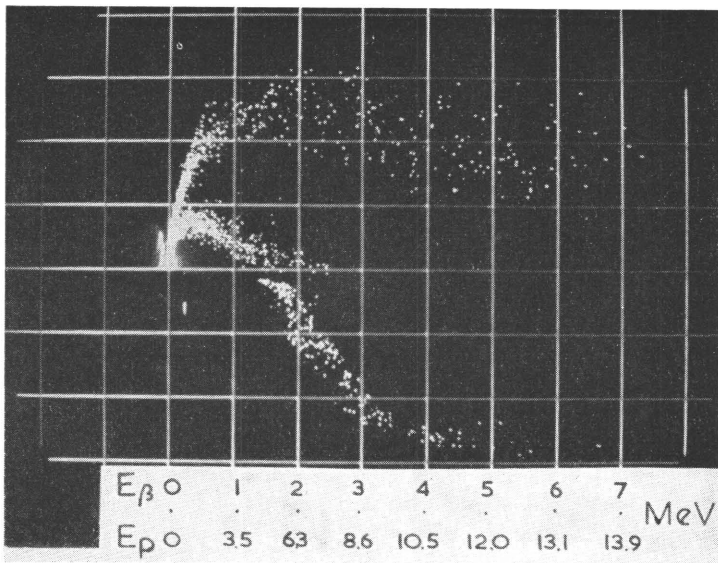


Fig. 9

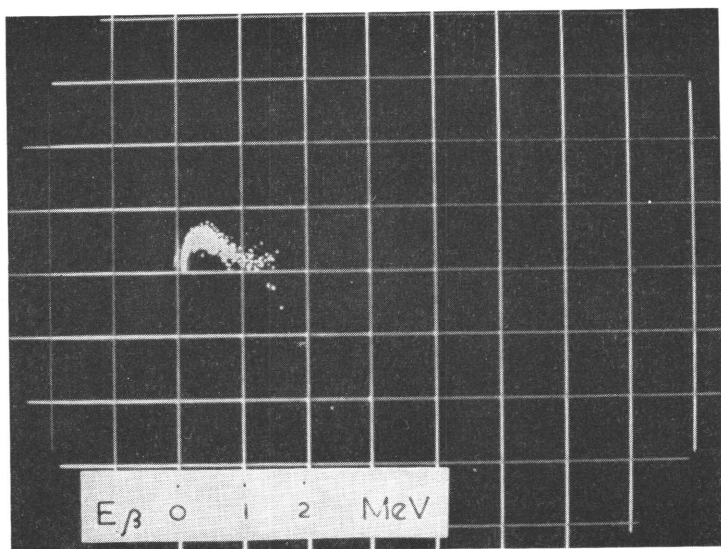


Fig. 10

Figs. 8, 9 and 10

Peak height of the discrimination pulse as a function of recoil-proton or Compton-electron energy. The upper points represent the proton pulses. Sources were placed on the side of the crystal in order to get the maximum electron range of 3.75 cm in the crystal

The discriminator-setting proved to be independent of the angle of incidence of the primary particle, although the peak amplitude, e.g. of 14-MeV neutrons, shows a small variation [5]. The discriminator-setting is also independent of the variation of the multiplier voltage between 1200 and 1500 V.

III. Pile-up effects

The gamma-radiation, which always accompanies neutrons, can produce serious errors in neutron counting. As mentioned before, the Brooks circuit is sensitive to gamma pile-up, resulting in false indication pulses. These are caused by the fact that the pulses A and B are not the same length. A second pulse, arriving at A, when a previous pulse is still present, will add on its "tail", since the photo-multiplier acts like a current source.

In channel B addition of the pulses takes place as long as the fast pulse lasts; when the second pulse arrives later the higher one is selected by the diode stretcher. Therefore, a second pulse will always give a false indication pulse during the time that the amplitude of the first pulse is still above a certain level. This level depends on the pulse-heights of both pulses.

In the circuit presented here, however, pile-up can only occur during a fraction of the pulse-length. In channel A the second pulse always adds on the tail of the previous one. In channel B an interference takes place between the damped harmonic motions

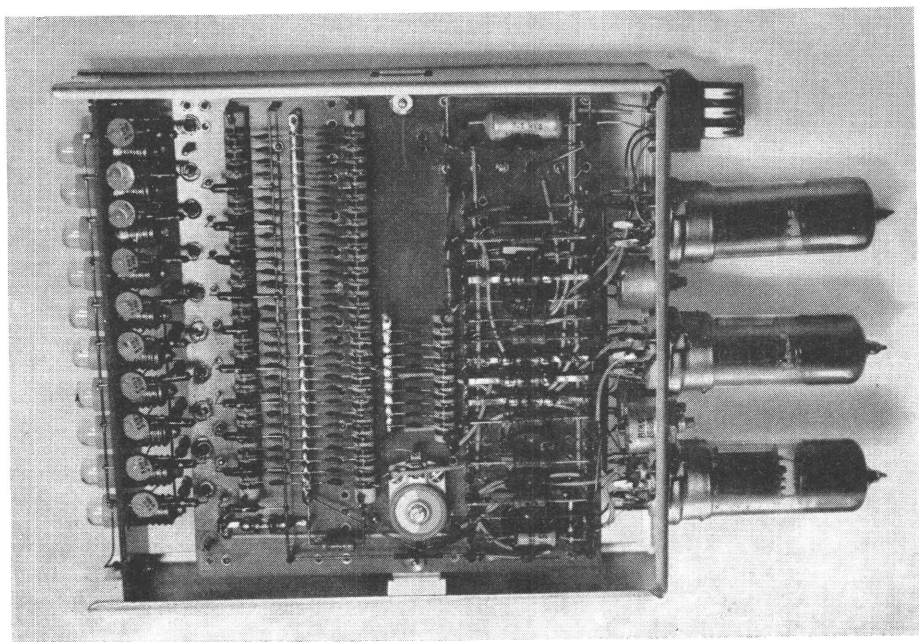


Рис. 4

Внешний вид осуществленной декады пересчетной схемы

Малое число ламп увеличивает надежность схемы и позволяет осуществить малогабаритную конструкцию. Кроме того, облегчаются питание и отвод тепла. При применении полупроводниковых триодов или тоннельных диодов; их число в предлагаемой схеме также будет меньше в сравнение с обычными схемами.

— При том же числе ламп можно просто осуществить пересчет на любое число. Его максимальное значение лимитируется только затуханием и расширением импульса в линии L_1 .

— Устойчивость и надежность схемы хорошие, благодаря высокому порогу срабатывания запертых генераторов и самосинхронизации совпадения, для которой не нужна высокая стабильность периода генераторов.

— При неисправности схемы совпадения теряются и это сразу обнаруживается по отсутствию индикации совпадений.

Можно ожидать, что эта система найдет применение не только в пересчетных схемах, но также в цифровой вычислительной технике, еще в качестве переключающего устройства в многоканальных схемах временных и амплитудных анализаторов.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] МАРКОВ, А. и САКАЛЯН, К., Заявка для авторского свидетельства № 593. София (1961).
- [2] HUTCHINSON, G. W. and SCARROTT, G. G., *Phil. Mag.* **42** (1951) 792.
- [3] MAEDER, D., *Helv. Phys. Acta* **29** (1956) 459.
- [4] EMBER, G., *Mag. Patent* (1959).

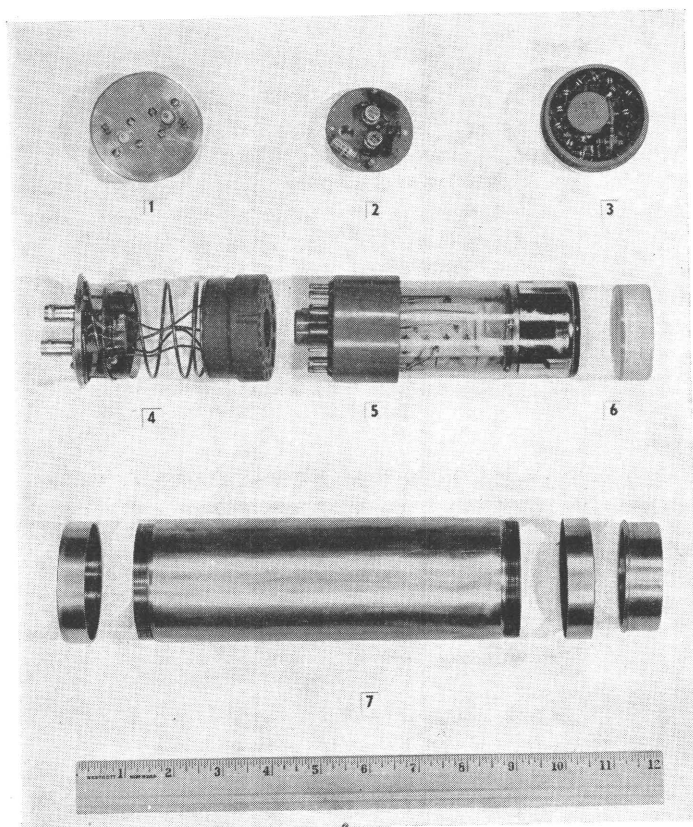


Fig. 2
Scintillation-type preamplifier; construction details

cable feedback technique, as described above, was originated by BAUM [2] for use with fission chambers and has been very successfully employed by the authors with BF_3 type neutron detectors.

The equivalent circuit of the triaxial input cable feedback system is shown in Fig. 4 (A). This equivalent circuit and the following analysis are based on and are an extension of Baum's work and contain the following assumptions:

- (1) The collection of charge in a BF_3 type neutron detector or in a similar low-level pulse-ionization detector may be approximated by

$$q(t) = Q(1 - e^{-t/\tau}) \quad (1)$$

where $q(t)$ is the charge collected at any time t , Q is the total charge collected, and τ is the mean collection time of electrons and positive ions in the detector;

- (2) The mean collection time, τ , is small compared to the time constant, RC , of the preamplifier input circuit;

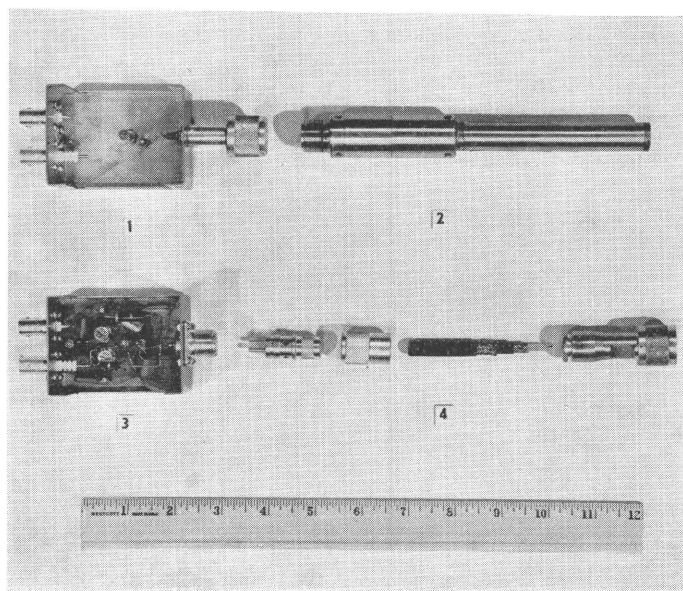


Fig. 3
Pulse-ionization-type preamplifier; construction details

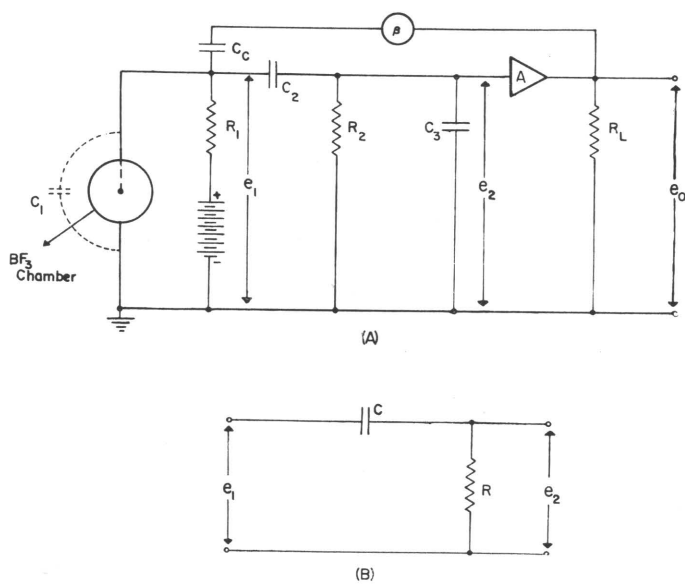


Fig. 4
Triaxial input-cable feedback; equivalent circuits

Vol. II

Nuclear Electronics



IAEA